

R. AMATO

BASSE FRÉQUENCE

calculs et schémas



ÉDITIONS RADIO

au service de l'électronique d'aujourd'hui

1. électronique professionnelle



Journal hebdomadaire des cadres de l'industrie électronique



Revue technique bimensuelle d'applications industrielles de l'électronique



Revue mensuelle des ingénieurs et techniciens de l'électronique



Revue mensuelle des techniques et applications industrielles de l'automatisation

2. électronique grand public



Magazine

Le magazine qui fait autorité par la valeur de ses études.

la nouvelle
REVUE DU SON

DES IDÉES ■ DES NOUVEAUTÉS ■ TOUS LES PRIX

La revue du véritable audiophile.



9, rue Jacob - 75006 PARIS
Tél. 033.13.65

Basse Fréquence

Calculs, Schémas

Du même auteur aux Éditions Radio.

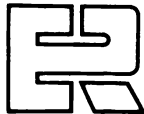
Cours fondamental de logique électronique. (L'algèbre de Boole et le calcul binaire dans l'industrie électronique).

R. AMATO

BASSE FRÉQUENCE

Calculs, Schémas

2^e édition



ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 75006 Paris

I.S.B.N. 2 7091 0757 0

© by Éditions Radio, Paris, 1978

Tous droits de reproduction
et d'adaptation réservés pour tous pays

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 4^e trimestre 1978
Éditeur n° 757 - Imprimeur n° 778500

PRÉFACE

Nombreux sont, se dira le lecteur, les ouvrages spécialisés qui traitent du vaste domaine de la basse fréquence. C'est aussi l'avis de l'auteur. Chaque ouvrage traite le sujet avec noblesse et souvent en toute objectivité. Pourtant, il manque toujours quelque chose, et probablement qu'il manquera toujours quelque chose, même après la parution du présent ouvrage.

C'est pourquoi, rien ne sera jamais fait de trop dans ce domaine et qu'après quelques trente années d'études, de réalisations et de mises au point, en un mot, d'expérience, l'auteur décide d'apporter sa contribution en mettant à la disposition de tous ceux qui souffrent de cette agréable maladie que l'on appelle la « basse fréquence » — et ils sont fort nombreux les « mordus de BF » — un complément utile portant sur des méthodes simples et efficaces étendues à tout le royaume du traitement logique des sons à basses fréquences, c'est-à-dire, des sons perceptibles par l'oreille humaine. Ce nouvel apport de connaissances pratiques, devra permettre au lecteur de posséder tous les éléments nécessaires pour pouvoir analyser en toute sérénité, le système d'audiofréquences type, le mieux adapté à ses besoins et répondant au mieux de ses désirs.

L'auteur s'efforcera de rester en dehors de tout aspect de publicités commerciales. Les schémas contenus dans l'ouvrage, sont donnés à titre purement indicatif, et tirés le plus souvent de « notes d'applications » provenant de divers constructeurs de semi-conducteurs. En général, ces schémas ont fait l'objet d'une réalisation-prototype de laboratoire, ou bien, exceptionnellement pour certains, sous forme de modules.

L'objet et le but du présent ouvrage, semblent être par conséquent, orientés vers la possibilité de mettre à la disposition des amateurs de basses fréquences, un certain nombre de connaissances techniques, élémentaires certes! mais suffisamment accessibles, l'aspect pratique de ces connaissances les rend utilisables par tous ceux qui désirent mettre sur pieds une réalisation personnalisée, à moindre prix et avec les plus grandes chances de réussite et de satisfaction.

A. R.

PREMIÈRE PARTIE

CHAPITRE 1

PRÉLIMINAIRE

1.1.1. — Introduction

Pour mieux assimiler les différents sujets traités dans le présent ouvrage, il apparaît utile de rappeler quelques notions élémentaires de physique des sons, placées au niveau de la pratique de la basse fréquence. Par exemple, il est intéressant de savoir pourquoi on est amené le plus souvent à affaiblir les fréquences médium d'un registre, par rapport aux fréquences basses et élevées? Comment sont fixées les limites des correcteurs manuels de bande qui sont mis à la disposition de l'utilisateur? Comment et quand peut-on se servir de ces boutons?...

Autant de questions qui font, que le problème général posé par la réalisation d'un système audiofréquence, n'est pas toujours complètement résolu, si on ne tient pas compte d'un certain nombre d'impératifs. Il est aussi intéressant de savoir comment se manifeste un son au niveau de l'oreille, et comment celle-ci réagit quand un bruit lui parvient, car en définitive, c'est bien de bruit qu'il s'agit. Aussi a-t-on décidé d'apporter quelques préalables d'ordre purement pratique, avant de pénétrer dans le vif du sujet.

2.1.1. — Caractère d'écoute

Il faut tout de même remarquer que l'oreille proprement dite est un pavillon, qui a pour mission essentielle de recueillir les bruits qui l'environnent, puis de les retransmettre au tympan. Celui-ci, avant de les aiguiller vers le cerveau, les impressionne de son caractère très particulier. Nous allons en voir les conséquences.

L'effet ressenti dans tout le corps se manifeste par des sensations d'ordre typiquement physiologique. Ces sensations ne sont pas mesurables et diffèrent selon les individus. Elles peuvent être agréablement appréciées, par les uns et produire chez les autres des appréciations très différentes.

D'une manière plus générale on admet que les sensations produites par la musique, le chant ou par divers sons harmonieux, sont d'un aspect agréable dans l'ensemble; tandis que les bruits produits par un coup de tonnerre, par un coup de fusil, ou issus d'un décollage d'avion, provoquent une forte impression de gêne.

3.1.1. — Réactions physiologiques

De ce qui vient d'être dit, on peut déduire que le tympan est l'organe le plus important du système auditif. Les diverses sollicitations dont il fait l'objet lors d'une audition, se traduisent essentiellement par des « différences de pressions acoustiques, ou, par des différences d'intensités sonores ». Les lois audio-physiques indiquent que l'intensité sonore différentielle des sons, croît avec le carré de la pression acoustique.

$$I_{\text{sonore}} = f (\text{Pression})^2$$

4.1.1. — Subjectivité du système auditif

Dans le paragraphe 2.1.1., il a été dit que le tympan impressionnait de son caractère, les bruits qui lui parvenaient, avant de les transmettre au cerveau. C'est vrai et ça l'est d'autant plus que le tympan réagit différemment selon la nature des bruits et celles des individus.

Les différentes réactions du tympan introduisent une notion de subjectivité, qu'il est nécessaire de corriger à partir des appareils d'écoute. Les systèmes de corrections sont donc manuels, pour mieux être adaptés. Ou plutôt pour mieux corriger la subjectivité du tympan, selon les désirs et les besoins de l'individu. Cette subjectivité du tympan fait, qu'en définitive, les bruits transmis au cerveau ne sont pas toujours le reflet exact des bruits perçus par l'oreille. Le tympan ne dit pas toujours la vérité — conforme aux mesures issues d'un oscillographe par exemple — Le plus gênant est qu'on ne sait jamais avec précision à quel moment il y a réellement vérité. On sait pourtant que le tympan tend à favoriser certaines fréquences, dont les plus affectionnées se situent aux environs de 1000 Hz.

5.1.1. — Seuils d'audition

On sait qu'un bruit trop faible ne parvient pas à produire une différence de pression suffisante pour impressionner le tympan. On peut observer qu'à partir d'un niveau minimal appelé « Seuil d'audibilité », le système auditif commence à réagir. Compte tenu du caractère subjectif du tympan, on conçoit que le seuil

d'audibilité varie en fonction de la fréquence des sons. Si l'on admet un niveau minimal, on peut considérer que lorsque le bruit est trop fort, l'oreille donne l'impression de se saturer. L'audition devient insupportable, et produit une sensation de douleur. Ce fort niveau de bruit correspond à un niveau sonore très élevé appelé « Seuil de douleur ».

Ces deux limites d'intensité sonore sont liées à la fréquence des sons. La différence des logarithmes des intensités sonores I_1 et I_2 correspondant aux deux seuils ci-dessus définis, pour un même signal, déterminent le niveau physique de ce signal.

$$\text{Niveau Physique} = \log I_2 - \log I_1 = \log \frac{I_2}{I_1}$$

tenant compte que l'intensité sonore croît comme le carré de la pression acoustique, on a également :

$$\text{Niveau Physique} = \log P_2^2 - \log P_1^2 = 2 \log \frac{P_2}{P_1}$$

d'où :

$$\text{Niveau Physique} = \log \frac{I_2}{I_1} = 2 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Les niveaux physiques se mesurent généralement en « bel » (symbole : B). L'emploi de cette unité, vu sa grande dimension, s'adapte assez mal aux mesures pratiques, et complique les calculs; aussi lui préfère-t-on sa dixième partie, le décibel (dB), ce qui fait écrire :

$$\text{Niveau Physique (dB)} = 10 \log \frac{I_2}{I_1} = 20 \log \frac{P_2}{P_1}$$

6.1.1. — Gamme des fréquences audibles

Compte tenu des facultés auditives de l'oreille et plus particulièrement de son caractère subjectif, il nous faut savoir qu'elle peut-être l'étendue des fréquences utiles dans le domaine de la basse fréquence.

En radio-électricité pure, la bande théorique des fréquences, s'étend de la fréquence zéro (courant continu), à des valeurs extrêmement élevées dépassant plusieurs milliers de millions de Hertz par seconde ($>10^9$ Hz). Les fréquences audibles ne représentent qu'une infime partie de cette gamme. On les situe approximativement entre 18 Hz et 18 000 Hz (18 kHz). Ces limites ne sont évidemment pas absolues. Elles dépendent en partie de la qualité de l'oreille, mais d'une manière générale, toute atrophie malade étant exclue, ne s'en écartent que faiblement.

En deçà de la limite inférieure (18 Hz), on trouve une région de fréquences très basses, inaudibles à l'oreille humaine, correspondant à des sons appelés « Infrasons ».

Au-delà de 18 kHz, une région groupant les « Ultrasons » également inaudibles — limite la gamme normale des fréquences audibles et dont il faudra tenir compte lors de la construction d'une chaîne amplificatrice.

Si nous considérons d'une part l'étendue des fréquences audibles « Audio-fréquences » — et les limites de seuil précédemment établies, et d'autre part le caractère subjectif de l'oreille, il n'est plus convenable de représenter la gamme de fréquences, par une ligne droite horizontale allant de la gauche vers la droite, sur laquelle on situe les emplacements particuliers de chaque fréquence.

En vérité, la bande d'audiofréquences doit être représentée par une région de surface délimitée par les seuils d'audibilité et de douleur. Les deux seuils ont la même origine (18 Hz) et le même aboutissement (18 kHz), mais se détachent l'un de l'autre, dès l'origine, en s'éloignant d'abord jusqu'à obtenir un écart maximal aux environs de 1000 Hz pour se rapprocher progressivement ensuite, et se rejoindre enfin aux environs de 18 kHz. On doit alors remarquer qu'aux fréquences limites (18 Hz et 18 kHz), les niveaux physiques sont nuls, puisque en ces deux points les intensités I_2 (seuil de douleur) et I_1 (seuil d'audibilité) sont égales.

$$\text{Niveau Physique (dB)} = 10 \log \frac{I_2}{I_1} = 10 \log 1 = 0$$

La figure 1 montre l'allure générale de la région d'audiofréquences — On constate bien que les niveaux physiques des fréquences qui environnent 1000 Hz sont les plus élevés. Cette constatation conduit déjà à la solution logique, qui répond au besoin d'affaiblir les fréquences médium, par rapport aux fréquences basses et élevées. Cet affaiblissement doit aboutir à l'équilibre de l'écoute au niveau de l'oreille et par là même au niveau des sensations physiologiques produites par le cerveau.

Indiquons pour conclure et aussi pour fixer les idées que le décibel (dB) a la propriété intéressante de correspondre très approximativement, au niveau minimal détectable par une oreille normale.

7.1.1. — Fréquences et harmoniques Timbre des sons

Un bruit se caractérise essentiellement par trois dimensions qualitatives qui font que : un bruit est fidèle et agréable ou au contraire désagréable. Ces trois dimensions sont :

- l'intensité sonore;
- la hauteur des bruits;
- le timbre des bruits.

L'intensité sonore a déjà été définie dans les paragraphes précédents. La hauteur a également été définie sans l'avoir nommée, il s'agit en fait du niveau physique.

Le timbre d'un son est, par extension, la richesse d'un son. On peut souvent observer qu'un son de fréquence basse et un son de même niveau et de fréquence plus élevée, ne produisent pas la même sensation auditive. On a plutôt l'impression que le volume du son croît avec la fréquence. C'est une conséquence particulière de la subjectivité du tympan, mais aussi et surtout de la richesse proprement dite des sons. Mais qu'est-ce exactement la richesse d'un son? Un son se définit principalement par sa fréquence nominale ou « Fréquence fondamentale » — et par une série de fréquences secondaires appelées « Fréquences harmoniques ».

Les harmoniques sont toujours placés au dessus de la fondamentale qui leur donne naissance. A un son de fréquence fondamentale F_0 et d'amplitude A_0 , correspond un premier harmonique — harmonique d'ordre 2 ou harmonique 2 — de fréquence $2 F_0$ et d'amplitude théorique égale à $\frac{A_0}{2}$; un second harmonique — harmonique 3 — de fréquence $3 F_0$ et d'amplitude théorique égale à $\frac{A_0}{3}$... un N -ième harmonique d'ordre $N + 1$, de fréquence $N F_0$ et d'amplitude théorique égale à $\frac{A_0}{N}$. La richesse d'un son est définie par l'ensemble F_0 et ses harmoniques. Cette richesse sera d'autant plus grande que le nombre d'harmoniques utilisés sera plus grand. En général, les chaînes d'amplification sont conçues de telle sorte, que si la bande normale des fondamentales s'étend de 15 Hz environ à 8000 Hz, la bande passante de la chaîne doit pouvoir contenir au moins l'harmonique de rang 3 de la fondamentale la plus élevée — ici 8000 Hz — c'est-à-dire de 15 Hz à 24 kHz.

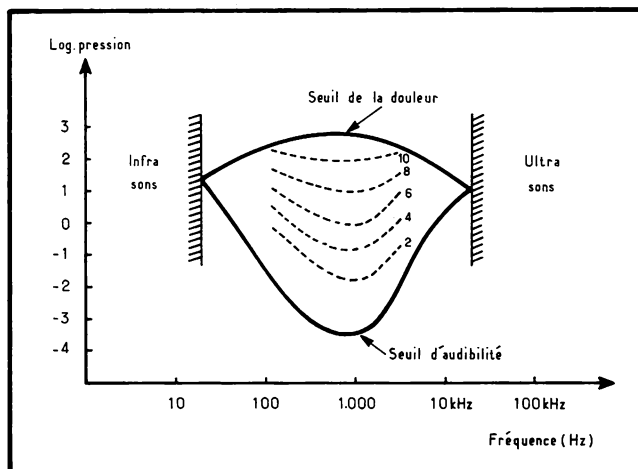


Fig. 1. — Courbe de *Fechner* aux fréquences limites, haute et basse, les seuils d'audibilité et de douleur se rejoignent. En pointillés, courbes « ISOPHONES », l'effet physiologique le long de chacune de ces lignes, est le même. Il est mesuré en PHONES. Cette unité correspond au nombre de décibels du niveau physique pour la fréquence 1 000 Hz.

Pour mieux fixer les idées, précisons que les fréquences fondamentales produites par la voix humaine s'étendent de 300 à 3000 Hz environ. La subjectivité de l'ouïe permet, dans une certaine mesure, de comprendre suffisamment une voix, même si les fondamentales inférieures à 1000 Hz venaient à disparaître. Cette constatation explique que deux sons de même niveau physique, ne produisent pas la même sensation physiologique. Le son qui a la fréquence la plus élevée, produit une réaction plus grande. Ceci autorise à penser que la subjectivité de l'oreille permet, presque inconsciemment, de reformer des fréquences qui n'existent pas vraiment. Mais si on parvenait à supprimer les fondamentales supérieures à 1000 Hz, alors l'appauvrissement du son serait tel, que la parole perdrait de son éclat et deviendrait difficilement compréhensible, malgré l'existence réelle des fondamentales inférieures à 1000 Hz.

Si nous tenons compte que pratiquement le registre normal des fondamentales (parole et musique), ne dépasse pas 8000 Hz, on est bien obligé d'admettre qu'au-delà de cette limite, ce sont surtout les fréquences harmoniques qui jouent un rôle important, et qui apportent le plus de brillance aux sons. La suppression de ces fréquences n'est donc pas souhaitable.

8.1.1. — Système de mesure

Le centimètre (cm), le gramme (g), la seconde (s), sont des unités absolues qui servent respectivement de base à la mesure des longueurs, des poids et des temps, dans le système CGS. En basse fréquence il ne peut être retenu de système de mesures absolues, les effets physiologiques ne s'en accommodent pas. Pour tourner la difficulté, on utilise un système de mesures relatives par rapport à une référence précisée à l'avance. Par exemple, on ne sait pas exactement ce que signifient les mots grand ou petit. Mais si on se fixe une dimension prise pour référence, on définit par grande ou petite, une dimension; selon que celle-ci dépasse dans le sens positif ou dans le sens négatif, la dimension prise pour référence, mais malgré son existence effective, si elle est égale à la valeur de la référence, on la considère nulle sans qu'elle le soit réellement. En définitive, une mesure relative permet davantage de comparaisons entre grandeurs de même nature; par exemple, d'évaluer une différence entre deux dimensions, plutôt que d'effectuer des mesures d'amplitudes proprement dites. Tout comme en acoustique, où l'on mesure principalement des différences d'intensités sonores, dans la pratique du traitement logique des signaux radio-électrique de basses fréquences, on mesure par le même procédé qu'en acoustique, des différences de puissances électriques, ou bien des différences d'amplitudes de tensions ou de courants.

Les relations les plus utilisées sont :

$$X \text{ dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad \text{différence de puissance}$$

$$X \text{ dB} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} \quad \text{différence d'amplitudes de tension}$$

$$X \text{ dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad \text{différence d'amplitudes de courant}$$

avec respectivement P_1 , V_1 et I_1 , puissance, tension et courant d'amplitudes initiales — que l'on prend souvent pour référence — et P_2 , V_2 et I_2 , puissance, tension et courant après traitement.

Selon que les grandeurs prises pour références sont plus grandes, égales, ou plus petites que les grandeurs obtenues après traitement, le nombre X de décibels sera négatif, nul, ou positif. Dans le cas d'un nombre négatif, on dit qu'il y a atténuation ou affaiblissement (le signal après traitement est atténué de X dB par rapport au signal initial), si au contraire, le nombre X est positif, alors il y a gain, (ce signal après traitement, est amplifié de X dB par rapport au signal initial), enfin, X sera nul quand les deux grandeurs à comparer sont égales. En règle générale, la référence habituellement utilisée correspondant à 0 dB, est une puis-

sance de 1 mW dissipée dans une résistance de 600Ω — si nous faisons le calcul, nous obtenons 0,773 volt.

1 mW dans 600Ω fait aboutir à 0,773 V.

Le logarithme de 0,773 est $-0,111\ 82$.

Proposons-nous de calculer, pour exemple, le niveau relatif d'un signal de 0,5 volt d'amplitude appliqué à l'entrée d'un système amplificateur :

$$\text{on a :} \quad X \text{ dB} = 20 \log \frac{V_1}{V_0} = 20 (\log 0,5 - \log 0,773)$$

$$\begin{aligned} \text{avec :} \quad \log 0,5 &= -0,3 \\ \log 0,773 &= -0,111\ 82 \end{aligned}$$

ce calcul fait aboutir à :

$$X \text{ dB} = -3,76 \text{ dB}$$

Cherchons à présent quel doit être le gain en tension (G_v) que doit produire un étage sur lequel est appliqué le signal de 0,5 volt pour obtenir en sortie un niveau de 20 dB.

$$\text{Cela donne :} \quad 20 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entree}}} = 20 \log G_v$$

$$\text{le résultat est immédiat} \quad \log G_v = 1$$

$$\text{d'où} \quad G_v = 10$$

l'amplitude du signal de sortie est de :

$$V_{\text{sortie}} = 5 \text{ volts}$$

nous avons pris pour référence le signal d'entrée (0,5 V). Calculons maintenant le niveau correspondant à 5 volts de sortie en prenant la référence conventionnelle de 0,773 volt.

$$\text{On a :} \quad X \text{ dB} = 20 \log \frac{5}{0,773} = 20 (\log 5 - \log 0,773)$$

$$\log 5 = 0,698\ 97$$

$$\log 0,773 = -0,111\ 82$$

$$\text{d'où} \quad X \text{ dB} = 20 (0,698\ 97 + 0,111\ 82) = 16,2158 \text{ dB}$$

ce second résultat fait apparaître un affaiblissement de $20 - 16,2158 = 3,78 \text{ dB}$ qui correspond à la différence des références $0,773 - 0,5 = 0,273 \text{ V}$ (précédemment calculée). D'autres exemples pourront être pris à mesure que les besoins se feront sentir pour la bonne compréhension des sujets traités.

Pour conclure signalons que dans l'administration des P.T.T. on utilise plus couramment le néper et son sous-multiple le décinéper. Pour définir sommairement les deux unités, nous dirons que néper et décinéper sont au système logarithmique à base e ($e = 2,718\ 28$), ce que sont le bel et le décibel au système logarithmique vulgaire ou décimal (à base 10).

Rappelons que :

$$\ln e = \log 10 = 1$$

$$\ln a = 2,303 \log_a$$

$$\log_a = \log e \ln a$$

$$(\log e = 0,434\ 29)$$

D'une manière générale on a :

$$N_p = \ln \frac{a_1}{a_2} \quad dN_p = 10 \ln \frac{a_1}{a_2}$$

$$B_L = \log \frac{a_1}{a_2} \quad dB = 10 \log \frac{a_1}{a_2}$$

1 néper = 8,686 décibels

1 décibel = 0,115 néper

ln = logarithme à base e

log = logarithme à base 10

CHAPITRE 2

UTILISATION DES TRANSISTORS

RAPPEL

COURANTS DANS LES TRANSISTORS

1.2.1. — Vues d'ensemble

Contrairement aux tubes électroniques qui étaient essentiellement des amplificateurs de tension, les transistors sont avant tout des amplificateurs de courant. Bien sûr, un courant I dans une résistance R donne naissance à une tension $V = RI$. Il est donc normal de savoir comment évoluent les courants dans un transistor.

Pour bien comprendre le phénomène-transistor on a pris l'habitude de faire appel au circuit symbolique de la figure 2. Cet aspect simplifié fait apparaître outre les trois électrodes connues, *émetteur*, *base* et *collecteur*, le sens des courants qui circulent dans le semi-conducteur et les polarités des différentes tensions qui le polarisent. Remarquons que dans un transistor du type *n-p-n*, les courants de collecteur et de base I_C et I_B entrent dans le transistor et sortent en s'additionnant, par l'émetteur. Le courant d'émetteur est donc égal à la somme des deux courants précités.

$$I_E = I_C + I_B$$

Les polarités des tensions sont celles indiquées sur la figure 2. Ces tensions, issues d'une même source d'alimentation V_{CC} , se mesurent entre les électrodes du transistor, et sont définies comme suit :

V_{BE} Différence de tension entre la base et l'émetteur

V_{CB} Différence de tension entre le collecteur et la base

V_{CE} Différence de tension entre le collecteur et l'émetteur.

Dans le transistor *p-n-p*, le sens des courants et la polarité des tensions, sont inversés par rapport à ceux du transistor *n-p-n*.

Dans chacun de ces deux types de transistor, le courant total I_E (courant d'émetteur) se partage en I_B (courant de base) et en I_C (courant de collecteur). D'une manière générale on a :

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

C'est l'équation des courants d'un transistor.

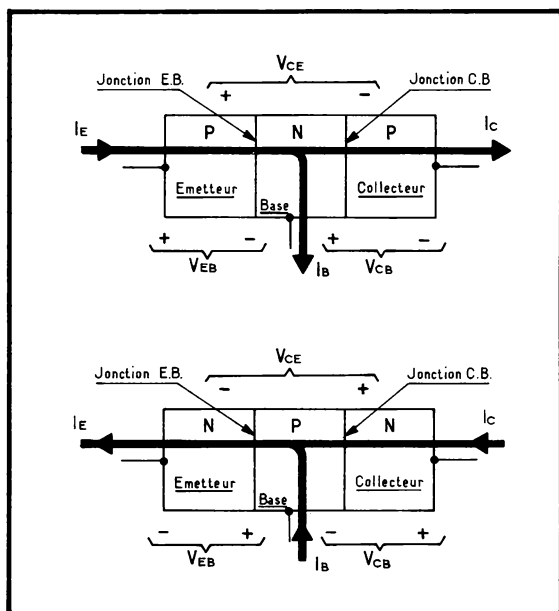
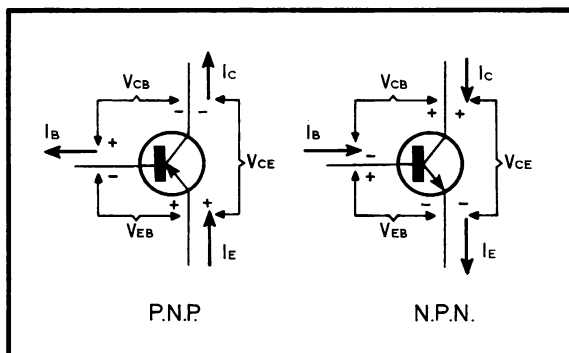


Fig. 2. — Représentation symbolique des transistors PNP et NPN.

Fig. 3. — Représentation pratique des transistors.



Afin d'éviter toute confusion quant aux sens des courants, il a été défini conventionnellement que les courants qui se dirigent vers une entrée de transistor sont admis comme positifs. Les autres, ceux qui en sortent, sont par conséquent

considérés comme négatifs. Cette convention est très intéressante. Elle montre, par exemple, que dans un transistor $n-p-n$, les courants I_C (de collecteur) et I_B (de base) sont positifs tandis que le courant I_E (d'émetteur est négatif).

$$\begin{aligned} -I_E &= I_C + I_B \\ \text{d'où} \quad I_C + I_B + I_E &= 0 \end{aligned}$$

L'équation des courants est par conséquent indifféremment applicable aux deux types de transistors. Sur un plan plus proche de la réalité, l'aspect symbolique de la figure 2 est remplacé par celui de la figure 3, plus pratique.

2.2.1. — Coefficients d'amplification en courant

Afin de rendre l'exposé aussi clair que possible, les rappels qui vont être faits prendront le plus souvent un transistor $n-p-n$ pour exemple. Ce qui sera dit s'appliquera aussi bien aux $n-p-n$ qu'aux $p-n-p$; mais il faudra se souvenir, qu'en ce qui concerne ces derniers, il y aura lieu de rétablir convenablement le sens des courants et la polarité des tensions. Les explications qui vont être données excluent volontairement le fonctionnement des transistors en impulsion ou en commutation, pour ne s'adresser exclusivement qu'au fonctionnement des transistors à faibles signaux et aux fréquences audibles (basses fréquences). Un transistor polarisé convenablement (comme indiqué sur les figures 2 et 3), produit dans son circuit de collecteur, un courant I_C de valeur imposée par la tension de polarisation V_{EB} . Si nous modifions cette tension en agissant sur le courant de base I_B ou d'émetteur I_E , il s'ensuit une modification correspondante du courant I_C définie par :

$$\alpha \text{ (alpha)} = \frac{I_C}{I_E} \quad \beta \text{ (bêta)} = \frac{I_C}{I_B}$$

Ces deux rapports permettent de voir que :

$$I_C = \alpha I_E = \beta I_B$$

mais

$$I_B = I_E - I_C$$

donc

$$\alpha I_E = \beta \underbrace{(I_E - I_C)}_{I_B}$$

soit

$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{I_E - I_C}{I_E} = 1 - \frac{I_C}{I_E} = 1 - \alpha$$

et enfin :

$$\boxed{\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}}$$

β (bêta) est le coefficient d'amplification en courant du montage à *émetteur commun* ou *émetteur à la masse* — (montage EC); c'est un nombre pur, très élevé (de l'ordre de 20 à >200 pour certains transistors). On peut aussi écrire maintenant :

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} I_B$$

Soit :

$$I_E = \frac{1}{(1 - \alpha)} I_B$$

d'où enfin :

$$\frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{(1 - \alpha)}$$

C'est le coefficient d'amplification en courant du montage à *collecteur commun* ou *collecteur à la masse* (montage CC), c'est un nombre pur égal à $(\beta + 1)$. Le symbole représentatif est γ (gamma).

$$\gamma = \frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{(1 - \alpha)}$$

α , initialement posé, définit le coefficient d'amplification en courant du montage à *base commune* ou *base à la masse*. C'est un nombre pur légèrement plus petit que 1. Il est égal à $\left(\frac{\beta}{\beta + 1}\right)$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

3.2.1. — Montages fondamentaux

Le transistor, de quelque type qu'il soit, peut être utilisé selon trois montages, dits fondamentaux, à savoir :

Base commune

Émetteur commun

Collecteur commun

La figure 4 donne un aspect simplifié de chacun de ces montages. Il est évident que ces montages procurent des caractéristiques de fonctionnement différentes et ont des propriétés particulières. Nous allons rappeler rapidement caractéristiques et propriétés pour chaque montage.

BASE COMMUNE

Coefficient d'amplification en courant :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} < 1$$

Le signal d'entrée est appliqué sur l'émetteur et recueilli après traitement sur le collecteur.

N'apporte aucune amplification de courant ($\alpha < 1$), mais produit une amplification en tension très élevée. La résistance d'entrée est très faible (de l'ordre de quelques dizaines d'ohms).

La résistance de sortie est très élevée (peut dépasser 50 k Ω).

Ne produit pas d'inversion entre le signal de sortie (en tension) et le signal d'entrée.

N'apporte aucune amplification de puissance.

En résumé : montage BC

- Gain en courant G_i plus petit que 1 $= (\alpha)$;
- Gain en tension G_v très grand, le plus grand des trois montages;
- Gain en puissance G_p négligeable;
- Résistance d'entrée R_e très faible (quelques dizaines d'ohms);
- Résistance de sortie R_s très élevée, la plus élevée des trois montages;
- Pas d'inversion.

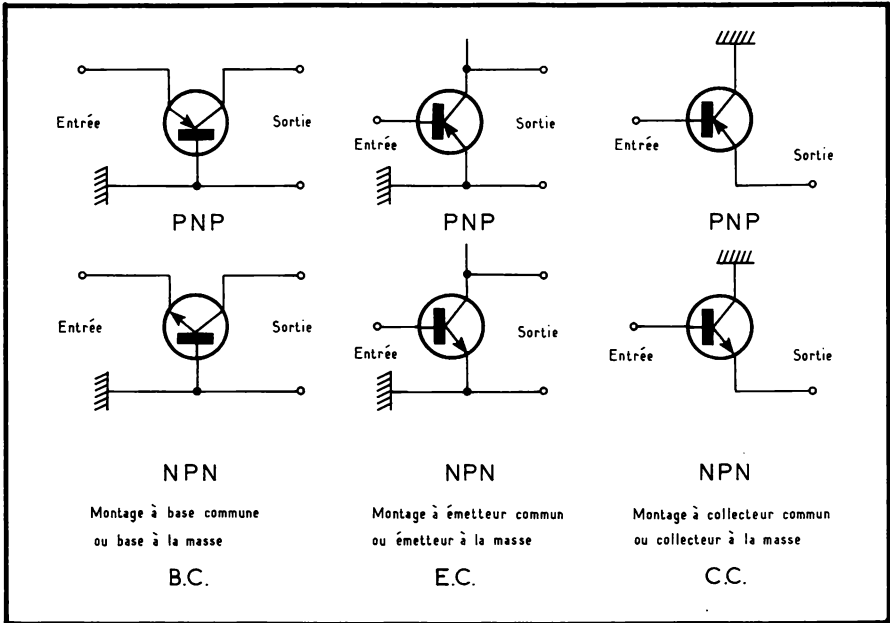


Fig. 4. — Différentes utilisations des transistors. Montages fondamentaux.

ÉMETTEUR COMMUN

Coefficient d'amplification de courant :

$$\beta = \frac{I_E}{I_B} \gg 1$$

Le signal d'entrée est appliqué sur la base et recueilli après traitement sur le collecteur.

Apporte une grande amplification de courant ($\beta \gg 1$), une amplification en tension moyenne.

La résistance d'entrée est de valeur moyenne (de l'ordre de 10 k Ω).

La résistance de sortie est également moyenne (de l'ordre de 5 k Ω).

Produit une inversion entre le signal de sortie (en tension) et le signal d'entrée.

Apporte une grande amplification en puissance.

C'est l'amplificateur universel par excellence.

En résumé : montage EC

- Gain en courant G_i très grand $\beta \gg 1$;
- Gain en tension G_v moyenne;
- Gain en puissance G_p grand $= (G_i G_v)$;
- Résistance d'entrée R_e moyenne ($\approx 10 \text{ k}\Omega$);
- Résistance de sortie R_s moyenne ($\approx 5 \text{ k}\Omega$);
- Produit une inversion.

COLLECTEUR COMMUN

Coefficient d'amplification du courant :

$$\gamma = \frac{I_E}{I_B} = (\beta + 1)$$

Le signal d'entrée est appliqué sur la base et recueilli après traitement sur l'émetteur.

Apporte une grande amplification de courant ($\gamma = \beta + 1$), la plus élevée des trois montages, aucune amplification en tension — la tension de sortie est légèrement plus faible que la tension d'entrée.

La résistance d'entrée est très élevée (peut atteindre $100 \text{ k}\Omega$).

La résistance de sortie est très faible (de l'ordre de quelques dizaines d'ohms).

Ne produit pas d'inversion entre le signal d'entrée (en tension) et le signal de sortie.

Apporte une très grande amplification en puissance.

En résumé : montage CC

- Gain en courant G_i très élevé $\gamma = \beta + 1$;
- Gain en tension G_v plus petit que 1;
- Gain en puissance G_p très grand;
- Résistance d'entrée R_e très grande ($> 50 \text{ k}\Omega$);
- Résistance de sortie R_s très faible (de quelques dizaines d'ohms);
- Pas d'inversion.

4.2.1. — Choix d'un montage

Le montage à base commune est le plus souvent choisi quand on veut transformer un signal à basse impédance en un signal identique (en courant) à haute impédance.

C'est un adaptateur *élevateur d'impédances*.

— Le montage à émetteur commun, est l'amplificateur complet par excellence. Il produit un gain en tension grand $G_v \gg 1$, un gain en courant également grand $G_i \gg 1$, et par conséquent un gain en puissance notable $G_p = G_v G_i$.

— Le montage à collecteur commun, souvent appelé *émitodyne* ou *emitter follower* est le plus souvent choisi quand on veut transformer un signal à haute impédance en un signal identique (en tension) à basse impédance.

C'est un adaptateur *abaisseur d'impédance*.

5.2.1. — Polarisation d'un étage à transistor Calcul des éléments

Polariser un étage c'est lui fournir les diverses tensions nécessaires pour satisfaire aux conditions d'un fonctionnement normal. Quel que soit le montage choisi, le système de polarisation est le même et les dimensions des tensions V_{EB} , V_{CB} , V_{CE} ne sont pas différentes.

Il est évident qu'en possession des courbes caractéristiques du transistor choisi, la détermination du point de fonctionnement et l'évaluation des tensions de polarisation, sont choses relativement faciles, il suffit de savoir lire et interpréter un réseau de caractéristiques et par suite de l'utiliser convenablement. Le problème qui se pose au niveau du grand public, des techniciens non professionnels et des jeunes qui entrent dans la profession — à qui cet ouvrage s'adresse plus particulièrement — ne sont pas toujours en mesure de se procurer la documentation nécessaire. Le plus souvent, ils doivent se contenter de recueils de caractéristiques plus ou moins vagues. Citons à ce propos, l'excellent ouvrage de notre respectable confrère H. Schreiber, intitulé « Guide Mondial des Semi-conducteurs » qui paraît aux Éditions Radio. Cet ouvrage donne des indications précieuses; et quand on sait l'utiliser, on parvient à l'échelon pratique, à se passer, dans une certaine mesure, des courbes caractéristiques auxquelles il est fait allusion plus haut.

Nombreuses sont les méthodes d'approche, typiquement pratiquées qui font aboutir à des résultats très satisfaisants. La figure 5 présente le schéma de base conseillé pour le calcul d'un montage. Ce montage est universel, il peut-être indifféremment utilisé en BC, EC, ou CC, sans aucune modification.

Parmi les nombreuses méthodes d'évaluation, trois d'entre elles seront retenues et étudiées :

- a) La règle du dixième;
- b) La méthode intuitive;
- c) La méthode par stabilisation en température (plus particulièrement utilisée pour des montages devant fonctionner avec des courants de grandes amplitudes).

6.2.1. a) La règle du dixième

Nous inspirant du schéma de la figure 5, la règle du dixième consiste à donner dès le départ, à la résistance d'émetteur R_1 une valeur égale approximativement à la neuvième partie de la résistance du collecteur R_4 . Le plus souvent, et pratiquement dans tous les cas, les courants d'émetteur I_E et de collecteur I_C , sont volontairement confondus (on sait que ces deux courants sont très proches). On doit réaliser :

$$R_1 + R_4 = \frac{V_{CC}}{2I_C}$$

Ce qui entraîne, après application de la règle du dixième :

$$R_1 = 0,05 \frac{V_{CC}}{I_C}$$

(A)

$$R_4 = 0,45 \frac{V_{CC}}{I_C}$$

(B)

Pour calculer les résistances R_2 et R_3 qui forment le pont diviseur de base, il faut remarquer que R_3 est parcourue par les courants notés I_{p_0} (courant initial de polarisation), et I_B (courant de base) tandis que R_2 n'est traversée que par le seul courant de polarisation I_{p_0} . Pour obtenir une bonne stabilité de fonctionnement; il est important de maintenir le potentiel du point A , aussi stable que possible.

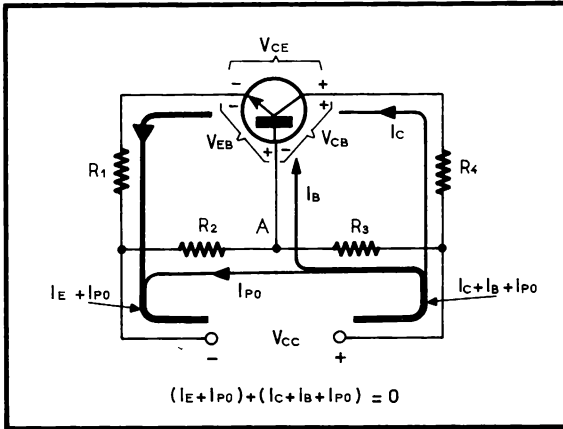


Fig. 5. — Circuit universel conseillé pour calculer un étage à transistor.

Pour cela on donne au courant de polarisation I_{p_0} une valeur grande par rapport au courant de base. Généralement on fait $I_{p_0} = 10 I_B$, cependant pour donner à la méthode un aspect plus général, nous noterons :

$$I_{p_0} = n I_B$$

d'où (d'après le schéma de la figure 5) :

$$V_{R_2} = R_2 I_{p_0} = n R_2 I_B = V_{EB} + V_E$$

avec V_E = tension d'émetteur $V_E = R_1 I_E$.

La valeur pratique que l'on prête à la tension V_{EB} est liée à la nature du semi-conducteur. Elle est de l'ordre de 0,3 à 0,45 volt pour des transistors au germanium et de l'ordre de 0,6 à 0,75 volt pour les transistors au silicium. Ces derniers semblent être de plus en plus employés pour diverses raisons, notamment pour leur meilleure tenue en température. Pour les transistors au silicium la température de fonctionnement peut atteindre sous certaines précautions 180 °C. Pour les transistors au germanium cette limite n'excède pas le plus souvent 80 ou 90 °C.

Continuant l'étude de la règle du dixième, nous avons par conséquent :

$$n R_2 I_B = V_{EB} + R_1 I_E$$

En traduisant I_B en I_E , il vient

$$I_B = I_E (1 - \alpha) = \frac{I_E}{\beta}$$

on a :

$$n R_2 I_E (1 - \alpha) = V_{EB} + R_1 I_E$$

et enfin :

$$R_2 = \frac{\beta}{n} \left(\frac{V_{EB}}{I_E} + R_1 \right) \quad (C)$$

dans nombreux cas, le rapport $\frac{V_{EB}}{I_E}$ peut correspondre à une résistance de faible valeur qui peut être négligée devant R_1 .

$$R_2 \approx \frac{\beta}{n} R_1 \quad (C')$$

Le calcul de R_3 se fait de la même manière que celui de R_2 , en tenant compte toutefois que les courants qui traversent cette résistance sont :

$$I_{p_0} + I_B = I_B (n + 1) = I_E (1 - \alpha) (n + 1)$$

$$\text{d'où :} \quad V_{R_3} = R_3 I_E (1 - \alpha) (n + 1) = V_{CC} - V_{R_2}$$

$$\text{ou encore :} \quad V_{R_3} = R_3 I_E (1 - \alpha) (n + 1) = V_{CC} - R_2 n I_E (1 - \alpha)$$

$$\text{d'où l'on tire :} \quad R_3 = \frac{\beta}{(n + 1)} \left[\frac{V_{CC} - V_{EB}}{I_E} - R_1 \right] \quad (D)$$

Prenons un premier exemple numérique : soit en transistor au silicium ($V_{EB} = 0,6$ volt) dont la caractéristique d'amplification est $\beta = 100$, l'étage est prévu pour une alimentation $V_{CC} = 24$ volts avec un courant de collecteur $I_C = 1$ mA, on donne $n = 10$ on a successivement :

$$R_1 = 0,05 \frac{V_{CC}}{I_C} = 0,05 \frac{24}{1} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\beta}{n} \left[\frac{V_{EB}}{I_C} + R_1 \right] = 10 \times 1,8 = 18 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{\beta}{(n + 1)} \left(\frac{V_{CC} - V_{EB}}{I_E} - R_1 \right) = \frac{100}{11} (22,2) = 200 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 0,45 \frac{V_{CC}}{I_C} = 0,45 \frac{24}{1} = 10 \text{ k}\Omega$$

La figure 6 donne le schéma de l'étage qui vient d'être calculé par la règle du dixième. Ses possibilités sont multiples; il peut être utilisé sans modification, en émetteur commun (EC) en mettant l'émetteur à la masse au moyen d'un condensateur de découplage de forte valeur (de l'ordre de 100 μ F). En base commune (BC) en mettant la base à la masse, au lieu de l'émetteur, et en utilisant le même condensateur de découplage; ou bien en collecteur commun (CC), en libérant émetteur et base et en utilisant le condensateur de découplage pour mettre le collecteur à la masse. Cependant, en ce qui concerne le montage (CC), la résistance R_4 ne joue pratiquement aucun rôle et si on la maintient en ses lieu et place, les possibilités de l'étage sont limitées en courant.

Pour tourner cette difficulté et donner à l'étage toute sa dynamique, on a intérêt à supprimer purement et simplement la résistance du collecteur R_4 et relier

directement le collecteur à l'alimentation, mais attention, dans ce cas, il faut reconsidérer les valeurs des résistances R_2 et R_3 en utilisant une nouvelle valeur de R_1 donnée par la relation ci-dessous :

$$R_1 = 0,5 \frac{V_{CC}}{I_C}$$

montage CC seulement

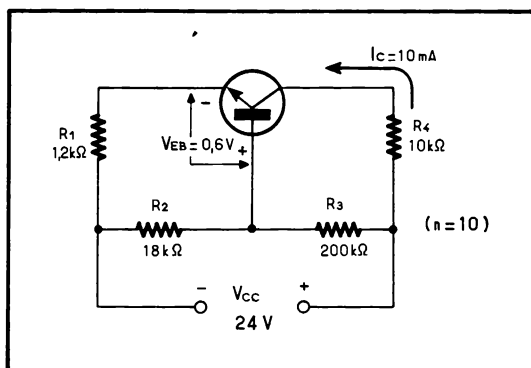
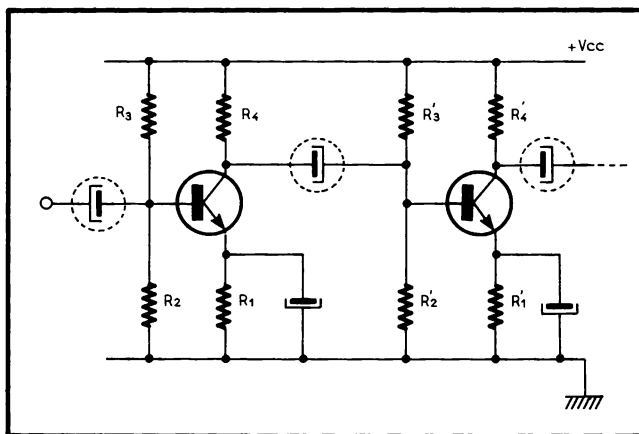


Fig. 6. — Étage calculé par méthode de dixième.

Fig. 7. — Deux étages calculés séparément doivent être isolés au moyen de condensateurs de liaison en pointillés.



Ajoutons que la règle du dixième, comme toutes les autres d'ailleurs, est parfaitement applicable pour tous les étages qui composent un ensemble amplificateur à la condition essentielle de séparer les étages les uns des autres par des condensateurs de liaison de valeur convenable, comme le montre la figure 7 (nous y reviendrons).

6.2.1. b) Méthode intuitive

C'est une méthode d'évaluation plus expéditive que la précédente et très souvent utilisée. Il s'agit d'une approche intuitive qui permet de calculer un étage

à partir de la tension d'émetteur V_E et du courant de collecteur désiré. Pour bien saisir le côté pratique de cette méthode il suffit de l'appliquer sans autres explications, elle se passe de commentaires.

Reprenons le transistor de l'ensemble précédent et fixons-nous $V_E = 2$ volts. On a successivement :

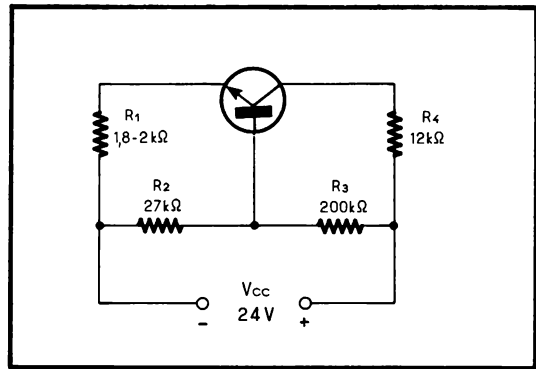
$$R_1 = \frac{V_E}{I_C} = \frac{2}{1} = 2 \text{ k}\Omega$$

On prendra la valeur normalisée immédiatement inférieure à 2 k Ω , soit :

$$R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{EB}}{nI_C} \beta = \frac{2,6}{10} 100 = 26 \text{ k}\Omega$$

Fig. 8. — Étage calculé par la méthode intuitive.



La valeur normalisée la plus proche pour R_2 est 27 k Ω

$$R_3 = \frac{V_{CC} - V_{R_2}}{(n+1)I_C} \beta = \frac{24 - 2,6}{11} 100 = 200 \text{ k}\Omega$$

que l'on porte à la valeur normalisée immédiatement supérieure :

$$R_3 = 220 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_E}{2I_C} = \frac{22}{2} = 11 \text{ k}\Omega \text{ soit } 12 \text{ k}\Omega$$

Dans ce cas, $V_{R_4} = V_{CE}$, mais, on peut aussi se fixer une valeur V_{CE} et faire

$$R_4 = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_C}$$

Comme on peut le voir, la facilité d'application de cette méthode est évidente. Le schéma est donné par la figure 8.

6.2.1. c) Méthode par stabilisation en température

Quoique légèrement plus compliquée que les précédentes, cette méthode donne de meilleurs résultats. Elle est généralement utilisée quand les courants mis en œuvre sont de grandes amplitudes, mais reste néanmoins applicable à

tous les cas. Sa complexité provient du fait qu'elle tient compte d'un certain nombre de données ayant trait à la température de fonctionnement. Il apparaît intéressant de donner quelques précisions en ce qui concerne l'effet de la température sur le fonctionnement d'un étage.

Jusqu'à présent, nous avons ignoré délibérément le courant résiduel I_{CE_0} qui se manifeste dans tous les transistors. Ce courant, négligeable dans les utilisations à faibles courants, peut devenir très gênant quand les courants sont importants. En effet, le courant résiduel ne dépend en aucune façon des tensions de polarisation, mais a la propriété gênante de croître selon une loi exponentielle devant les accroissements de la température. On dit qu'il y a accroissement de la température quand sa valeur dépasse 25°C (valeur admise de la température ambiante prise pour référence). Un accroissement de température correspond donc à une différence $\Delta t = t \text{ fonctionnement} - t \text{ ambiante}$.

Le nouveau courant de collecteur prend alors la forme suivante :

$$I_C = \alpha I_E + I_{CE_0} e^{f(\Delta t)}$$

Le terme αI_E définit le courant naturel de collecteur que nous avons utilisé jusqu'à présent. A la température ambiante de 25°C , on a : $e^0 = 1$ (avec $e = 2,7...$), I_{CE_0} peut être négligé devant αI_E . Si la température croît de Δt , $2\Delta t$, ..., $n\Delta t$, alors I_{CE_0} est multiplié respectivement par e , e^2 , ..., e^n . On voit par conséquent que I_{CE_0} peut prendre des valeurs notables qui mettent en danger le semiconducteur qui en fait les frais. On doit aussi remarquer que chaque fois que I_{CE_0} augmente de ΔI_{CE_0} le courant réel de collecteur I_C augmente d'une quantité correspondante ΔI_C . On appelle coefficient de stabilité — désigné par la lettre S — le rapport de ces deux différences de courant.

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CE_0}}$$

Ce coefficient montre que chaque fois que le courant résiduel croît de ΔI_{CE_0} , le courant de collecteur croît de $S \Delta I_{CE_0}$, c'est-à-dire que l'accroissement du courant de collecteur est S fois plus important que celui de I_{CE_0} qui le provoque.

La stabilisation d'un étage fonctionnant à forts courants, consiste à maintenir S — qui est toujours plus grand que 1 — aussi proche de l'unité que l'on peut. On démontre que :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CE_0}} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}}{(1 - \alpha) + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}}$$

On constate alors que la stabilisation d'un étage est strictement liée aux dimensions des résistances R_1 , R_2 et R_3 , c'est-à-dire du facteur n . Si les rapports

R_1/R_2 et R_1/R_3 sont de faibles valeurs (R_1 faible), S tend vers $\frac{1}{1 - \alpha} = \gamma$. La stabilisation est illusoire et le risque de détérioration est grand. On a donc tout intérêt à faire R_1 suffisamment élevée pour obtenir un S proche de 1.

Écrivons S sous la forme suivante :

$$S = \frac{R_2 R_3 + R_1 (R_2 + R_3)}{R_2 R_3 (1 - \alpha) + R_1 (R_2 + R_3)}$$

abordons maintenant la méthode annoncée.

Posons :

$$\begin{aligned} R_2 R_3 &= a \\ R_1 (R_2 + R_3) &= b \end{aligned}$$

on peut écrire :

$$S = \frac{a + b}{a(1 - \alpha) + b}$$

d'où :

$$\frac{a}{b} = \frac{S - 1}{1 - S(1 - \alpha)} = \frac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)}$$

que l'on peut écrire :

$$\frac{(S - 1)}{1 - \frac{S}{\beta}} = \frac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)}$$

On sait que :

$$R_2 = \left(\frac{V_E + V_{EB}}{I_E} \right) \frac{\beta}{n}$$

d'où :

$$a = R_2 R_3 = R_3 \frac{\beta}{n} \left(\frac{V_E + V_{EB}}{I_E} \right)$$

en supposant que les résistances R_2 et R_3 soient parcourus par le même courant (en négligeant I_B dans R_3), on peut écrire :

$$R_2 + R_3 = \frac{V_{CC}}{I_E} \frac{\beta}{n}$$

on a par suite :

$$\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = R_3 \left(\frac{V_E + V_{EB}}{V_{CC}} \right)$$

d'où :

$$\frac{(S - 1)}{1 - \frac{S}{\beta}} = \frac{R_3}{R_1} \left(\frac{V_E + V_{EB}}{I_E} \right)$$

et enfin :

$$I_E = \frac{V_{CC}}{R_3} \left(\frac{S - 1}{1 - \frac{S}{\beta}} \right) - \frac{V_{EB}}{R_1}$$

il vient alors :

$$R_1 = \frac{V_{EB}}{\left(\frac{V_{CC}}{R_3} \frac{S - 1}{1 - \frac{S}{\beta}} \right) - I_E}$$

Cette relation est très intéressante, elle permet de calculer la valeur de la résistance d'émetteur en tenant compte du coefficient S que l'on désire obtenir, mais aussi, de déterminer en fonction de ce même coefficient qu'elle est la limite du courant I_E

$$I_E < \frac{V_{CC}}{R_3} \left(\frac{S - 1}{1 - \frac{S}{\beta}} \right)$$

La suite de l'étude de la méthode, est dès lors simple à définir.
Connaissant après calcul, R_1 et I_E , où se fixe R_3 , puis, on calcule :

$$V_E = R_1 I_E$$

$$V_{R_2} = V_E + V_{EB}$$

$$I_{P_0} = \frac{V_{CC} - V_{R_2}}{R_3}$$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{P_0}}$$

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_E}{2 I_E}$$

pour $V_{R_4} = V_{CE}$

pour V_{CE} fixée à l'avance $R_4 = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_E}$

Appliquons la méthode à l'exemple suivant : Transistor au silicium tel que :

$$\begin{aligned} V_{EB} &= 0,6 \text{ volt} \\ V_{CC} &= 24 \text{ volts} \\ \beta &= 30 \end{aligned}$$

on espère obtenir $S = 6$
avec un courant $I_E = 10 \text{ mA}$

on a successivement :

Recherche de R_3

$$R_3 < \frac{V_{CC}}{I_E} \left(\frac{S-1}{1-\frac{S}{\beta}} \right) = R_3 < 14,4 \text{ k}\Omega$$

faisons $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$

$$R_1 = \frac{V_{EB}}{\frac{V_{CC}}{R_3} \left(\frac{S-1}{1-\frac{S}{\beta}} \right) - I_E} = \frac{0,6}{\left(\frac{24}{12} \frac{5}{0,83} \right) - 10} = 0,3$$

on prendra $R_1 = 330 \Omega$

$$V_E = R_1 I_E = 3,3 \text{ volts}$$

$$V_{R_2} = V_E + V_{EB} = 3,3 + 0,6 = 3,9 \text{ volts}$$

$$I_{P_0} = \frac{V_{CC} - V_{R_2}}{R_3} = \frac{24 - 3,9}{12} \approx 1,75 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{P_0}} = \frac{3,9}{1,75} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

R_4 pour $V_{CE} = V_E = 3,3$ volts

$$R_4 = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_E} = \frac{24 - 6,6}{10} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

R_4 pour $V_{CE} = V_{R_4}$

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_E}{2 I_E} = \frac{24 - 3,3}{20} = 1 \text{ k}\Omega$$

vérifiant le coefficient S , on obtient

$$S \approx 6$$

ce qui est conforme au souhait exprimé.

Appliquons la méthode pour un fonctionnement à faible courant :

Transistor tel que : $V_{EB} = 0,6$ volt

$V_{CC} = 24$ volts

$\beta = 100$

On souhaite S de l'ordre de 20 — avec un courant de collecteur de 0,8 mA.

On a successivement :

Recherche de R_3

$$R_3 < \frac{V_{CC}}{I_C} \left(\frac{S-1}{1-\frac{S}{\beta}} \right) = R_3 < 712,5 \text{ k}\Omega.$$

Faisons $R_3 = 560 \text{ k}\Omega$.

$$R_1 = \frac{V_{EB}}{\frac{V_{CC}}{R_3} \left(\frac{S-1}{1-\frac{S}{\beta}} \right) - I_E} = \frac{0,6}{\frac{24}{560} \left(\frac{20-1}{1-\frac{20}{100}} \right) - 0,8} = 3 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée = $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$.

$$V_E = R_1 I_E = 3,3 \times 0,8 = 2,64 \text{ volts}$$

$$V_{R_2} = V_E + V_{EB} = 2,64 + 0,6 = 3,24 \text{ volts}$$

$$I_{P_0} = \frac{V_{CC} - V_{R_2}}{R_3} = \frac{24 - 3,24}{560} = 0,037 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{P_0}} = \frac{3,24}{0,037} \approx 87 \dots \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée = $R_2 = 82 \text{ k}\Omega$.

R_4 pour $V_{CE} = 3$ volts

$$R_4 = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_E} = \frac{24 - (3 + 2,64)}{0,8} = 22,9 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée = $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$.

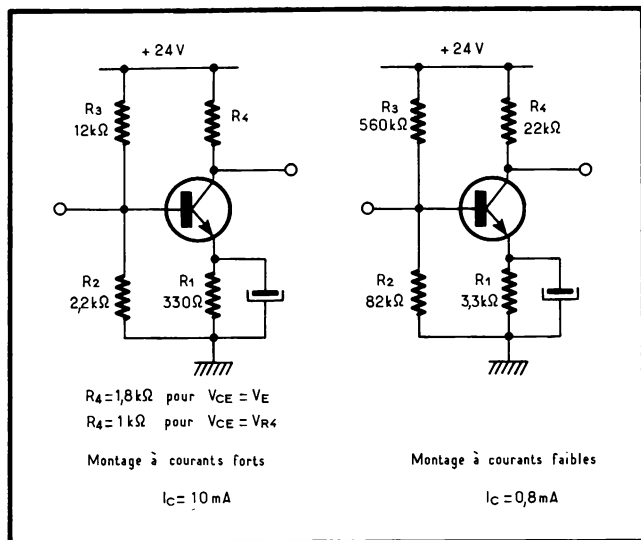


Fig. 9. — Étages calculés par la méthode de stabilisation en température

La figure 9 donne le schéma des deux montages qui viennent d'être calculés.

Ajoutons que l'application de cette méthode de calcul doit se faire avec circonspection et qu'il ne faut surtout pas penser, que puisque l'étage est stabilisé en température et par conséquent en courant, que l'on puisse se passer de radiateur surtout quand les courants sont élevés. L'utilisation d'un élément refroidisseur ne peut être que bénéfique, on peut bien sûr s'en passer dans le cas de faibles courants.

7.2.1. — Liaisons entre étages Liaisons en continu

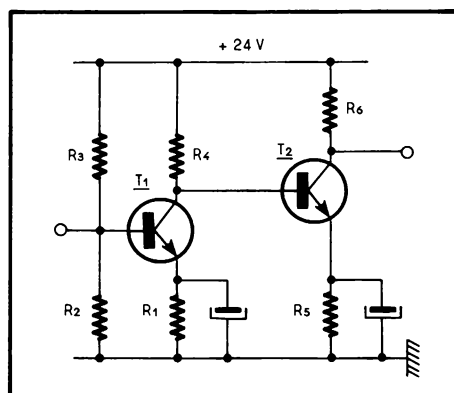
On dit qu'une liaison entre étage est réalisée en alternatif quand des condensateurs de liaisons sont utilisés comme le montre la figure 7. Le principal inconvénient de ce système de liaison réside dans le fait que la résistance apparente des condensateurs aux fréquences basses, n'étant pas négligeable, forme avec la résistance d'entrée de l'étage attaqué, un diviseur de tension qui limite l'amplitude des signaux. Il est bien évident qu'en augmentant la valeur de ces condensateurs la transmission s'en trouve améliorée, mais un autre obstacle surgit. Les condensateurs de forte valeur sont souvent polarisés, comme une pile électrique. Ils ont un pôle positif (+) et un pôle négatif (—). Sans retenir de manière absolue, le risque de les montrer à l'envers, la difficulté majeure est que les condensateurs polarisés, de forte valeur particulièrement, produisent souvent des courants de fuite qui viennent déranger la polarisation de l'étage qu'ils attaquent. Il s'ensuit une instabilité de fonctionnement non négligeable, les signaux sont déformés et souvent dissymétriques. Dans la mesure où cela est possible, on préfère utiliser des liaisons dites du type continu qui consistent à relier directement deux étages sans l'aide de condensateurs, comme le montre la figure 10. Une petite explication s'impose.

L'étage T_1 est calculé selon l'une des méthodes indiquées. Le collecteur de ce transistor et la base de T_2 étant directement reliés, ces deux électrodes sont au même potentiel. Dans ces conditions, la tension d'émetteur de T_2 doit être calculée en conséquence, notamment la résistance R_5 .

On a :
$$V_{E(2)} = V_{CE(1)} + V_{E(1)} - V_{BE(2)}$$

et par suite :
$$R_5 = \frac{V_{E(2)}}{I_{E(2)}} = \frac{V_{CE(1)} + V_{E(1)} - V_{BE(2)}}{I_{E(2)}}$$

Fig. 10. — Liaison continue entre étages



quant à la résistance de collecteur de T_2 , R_6 , son calcul n'offre aucune difficultés.

$$R_6 = \frac{V_{CC} - (V_{CE(2)} + V_{E(2)})}{I_{E(2)}}$$

ou bien :

$$R_6 = \frac{V_{CC} - V_{E(2)}}{2 I_{E(2)}} \left\{ \begin{array}{l} \text{dans ce cas} \\ V_{R_6} = V_{CE(2)} \end{array} \right\}$$

La figure 11 donne six montages différents et leurs relations respectives, à partir desquels on peut s'inspirer pour imaginer d'autres types de montages.

8.2.1. — Contre-réaction

Dans la pratique courante afin de linéariser un étage ou un montage à plusieurs étages, on utilise des circuits de contre réaction. Ces circuits consistent à ramener vers l'étage d'entrée d'un ensemble, une fraction du signal de sortie, en sens opposé à celui appliqué initialement à l'entrée. Il est extrêmement important, au long d'un ensemble, de savoir où trouver un signal opposé à celui d'entrée. Le système de contre réaction le plus simple consiste à ne pas découpler dans un montage EC, la résistance d'émetteur R_1 ou une fraction de celle-ci. En effet, on sait qu'il n'y a pas d'inversion entre la base et l'émetteur (voir montage CC), mais un signal appliqué sur l'émetteur se retrouve sur la base en sens opposé.

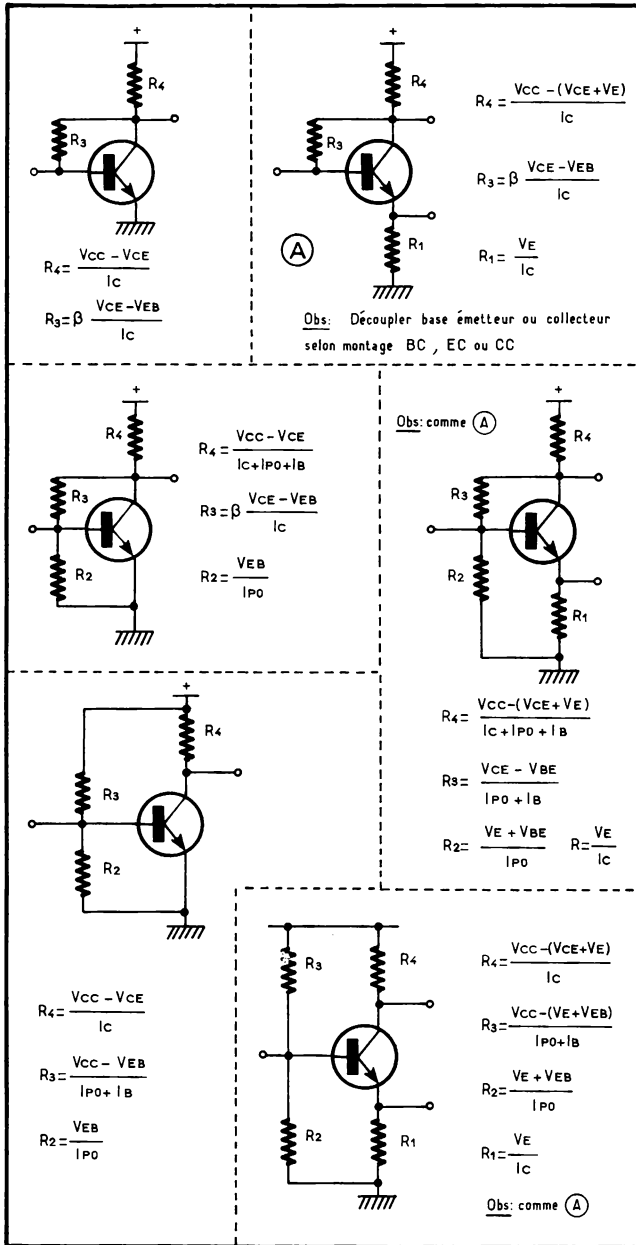
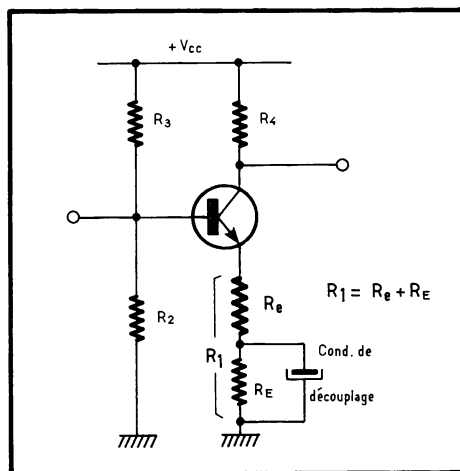


Fig. 11. — Six montages d'utilisation courante et leur méthode de calcul, donnés à titre d'exemple.

Si par conséquent, R_1 n'est pas découplée dans un montage EC, tout se passe comme si un signal supplémentaire était appliqué sur l'émetteur, qui viendrait s'opposer à celui existant sur la base. Il s'ensuit une diminution du gain de l'étage mais une amélioration, d'une part de la forme du signal de sortie, et d'autre part un élargissement de la bande passante. En définitive, diminution de gain, amélio-

ration de la forme des signaux et éventuellement élargissement de la bande passante sont trois principales caractéristiques d'un système de contre-réaction. Cette contre-réaction peut être linéaire — quant elle agit identiquement sur toutes les fréquences ou bien sélective — quand elle agit sur une partie de la bande. La figure 12 montre un étage EC contre-réactionné par l'effet de non-découplage d'une fraction de la résistance d'émetteur.

Fig. 12. — Contre réaction par d'émetteur.



Une propriété intéressante de la contre-réaction d'émetteur est l'augmentation de la résistance d'entrée. En effet, la résistance d'entrée d'un montage EC à émetteur découplé est proche de :

$$R_{ent} = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \frac{V_{EB}}{I_b}}{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + \frac{V_{EB}}{I_b}}$$

l'entrée se referme à l'émetteur. Si la résistance d'émetteur ou une partie de celle-ci n'est pas découplée, alors le courant d'entrée va produire aux bornes de la résistance non découplée, un signal égal à :

$$V_e = R_1 I_e = R_1 I_b \gamma$$

Vue de la base, la résistance aux bornes de laquelle se développe le signal V_e est :

$$R'_1 = \frac{V_e}{I_b} = R_1 \gamma = \frac{R_1}{(1 - \alpha)}$$

C'est une résistance élevée qui s'ajoute à $\frac{V_{EB}}{I_b}$, d'où la nouvelle résistance d'entrée

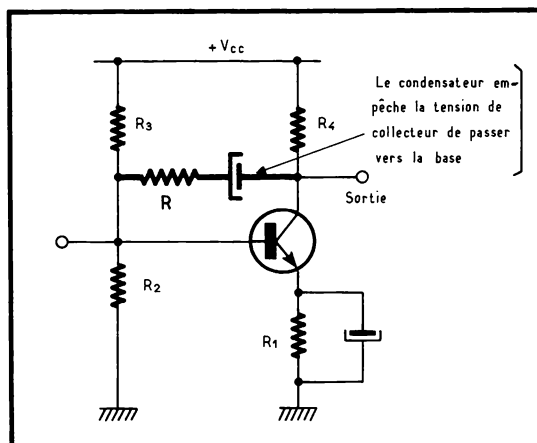
$$R'_{ent} = \frac{R_0 \left(\frac{V_{EB}}{I_b} + \frac{R_1}{(1 - \alpha)} \right)}{R_0 + \frac{V_{EB}}{I_b} + \frac{R_1}{(1 - \alpha)}}$$

avec :

$$R_0 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

Rappelons que dans un montage EC il y a inversion entre les signaux d'entrée (base) et les signaux de sortie (collecteur). On peut par conséquent envisager de contre-réactionner un tel montage en insérant entre collecteur et base un circuit approprié de contre-réaction comme le montre la figure 13.

Fig. 13. — Contre réaction entre collecteur et base.



D'une manière générale, le tableau ci-dessous indique quelques points où les signaux sont opposés.

Entrée	Sortie	Opposés
Émetteurs	Collecteurs	Non
Émetteurs	Base	Oui
Base	Collecteurs	Oui
Base	Émetteurs	Non

Précisons qu'un montage à collecteur commun qui produit un gain en tension légèrement inférieur à 1, fonctionne en contre-réaction totale puisque l'émetteur ne peut être découplé.

9.2.1. — Montages spéciaux Montages complémentaires

Il arrive qu'au cours d'une étude, le besoin d'utiliser des transistors *n-p-n* et *p-n-p* se fasse ressentir. Or, les courants évoluent de manière différente selon qu'il s'agisse d'un type ou d'un autre. Aussi, une association de transistors de type différent (montage complémentaire), mérite une attention toute particulière de manière à combiner des courants de même sens. La figure 14 donne un exemple d'association complémentaire possible.

Le transistor T_1 $n-p-n$ a le rôle de transmettre un signal après un premier traitement. Son courant de collecteur a le même sens que le courant de base de T_2 $p-n-p$, on peut par conséquent relier ces deux électrodes directement. R_C n'est utilisée qu'en tant que circuit dérivateur. Si elle n'existait pas, tout le courant de collecteur de T_1 traverserait la base de T_2 . Ceci pourrait se faire, si le courant de collecteur de T_1 était du même ordre que le I_B de T_2 , dans le cas contraire on maintient la résistance R_C qui aura pour fonction de dériver une partie du courant $I_{C(1)}$.

Fig. 14. — Comment associer deux transistors complémentaires.

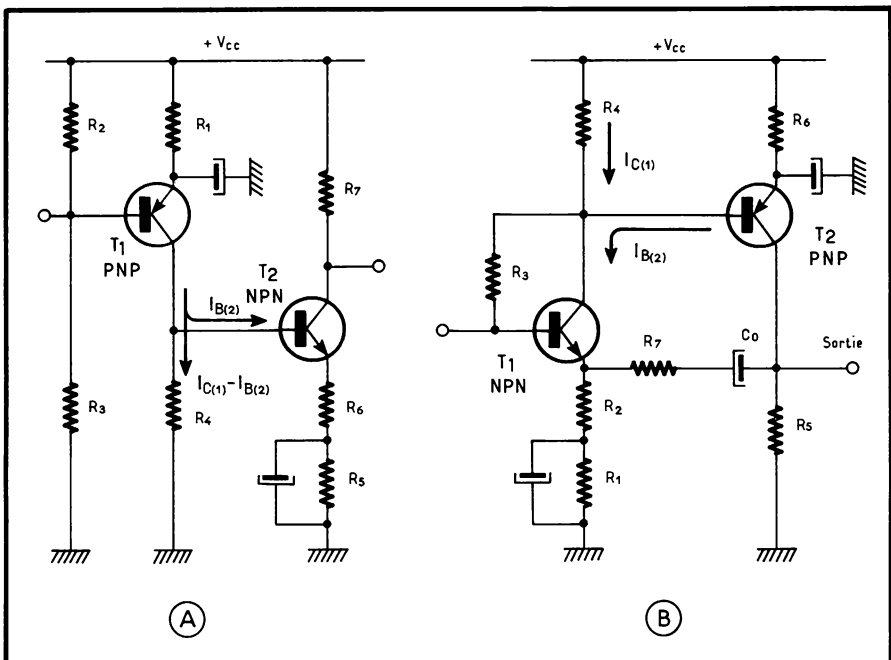
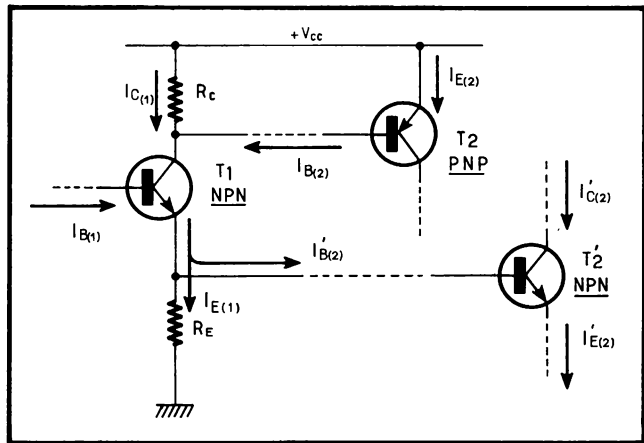


Fig. 15. — Montage complémentaire d'utilisation courante.

D'autre part, le courant d'émetteur de T_1 a le même sens que le courant de base de T_2 $n-p-n$. La liaison directe entre ces deux électrodes est donc possible, en observant ce qui vient d'être dit à propos de R_C , en ce qui concerne R_E .

La figure 15 donne deux montages complémentaires de type différent. Dans le montage (A) la résistance R_6 du transistor $n-p-n$, introduit un taux de contre-réaction d'autant plus élevé que R_6 sera elle-même de valeur plus grande.

Dans le montage (B), le taux de contre-réaction est produit d'une part par R_2 non découplée (contre-réaction linéaire) et d'autre part par R_7 qui fournit au premier étage une fraction supplémentaire du signal de sortie pris sur le collecteur du transistor $p-n-p$ — R_7 peut être remplacée par un circuit sélectif (combinaison de résistance et de condensateurs).

En conclusion, le deuxième chapitre apporte suffisamment de précisions pour permettre de réaliser soi-même un montage quelconque laissé à l'imagination de l'utilisateur.

10.2.1. — Montage DARLINGTON

On désigne par montage Darlington, un montage réalisé au moyen de deux transistors de même type, ou éventuellement d'un type complémentaire. C'est essentiellement un amplificateur de courant à grand gain. La figure 16 en donne

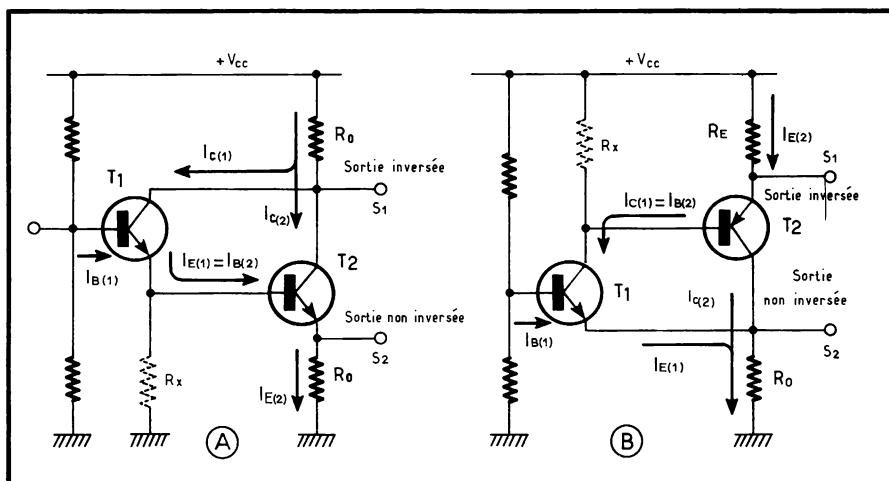


Fig. 16. — Montages Darlington. A. Transistors de même type. B. Transistors complémentaires.

deux exemples. Ces montages sont couramment utilisés dans les alimentations stabilisées mais peuvent aussi être utilisés dans d'autres réalisations.

Étudions un peu plus en détail le fonctionnement de ces montages qui est pratiquement le même pour l'un et l'autre.

Considérons le montage (A).

Le signal appliqué sur la base de T_1 produit un courant d'entrée $I_{B(1)}$, supposant que R_x n'existe pas, le courant résultant sur l'émetteur de ce même transistor est : $I_{E(1)} = I_{B(1)} \gamma_{(1)} = I_{B(2)}$. Une première remarque; le courant de base de T_2 est γ fois plus grand que celui de T_1 . Le courant d'émetteur de T_2 est :

$$I_{E(2)} = \gamma_{(1)} \gamma_{(2)} I_{B(1)}$$

Si $\gamma_{(1)} = \gamma_{(2)}$ on a :

$$I_{E(2)} = \gamma^2 I_{B(1)}$$

d'autre part, la résistance R_o est commune aux deux collecteurs, le courant qui le traverse est :

$$I_{R_o} = I_{C(1)} + I_{C(2)}$$

avec :

$$I_{C(1)} = \beta_{(1)} I_{B(1)}$$

$$I_{C(2)} = \beta_{(2)} I_{B(2)} = \beta_{(2)} \gamma_{(1)} I_{B(1)} \approx \beta^2 I_{B(1)}$$

Ainsi les courants de sortie croissent comme le carré des coefficients d'amplification en courant β ou γ (que l'on peut confondre sans grosses difficultés). Quand R_x existe, on doit tenir compte que celle-ci se trouve en parallèle sur la résistance d'entrée de T_2 .

On sait que cette résistance est :

$$R_{ent(2)} = R_{BE(2)} + \frac{R_E}{(1 - \alpha)} = \frac{R_{BE(2)}(1 - \alpha) + R_E}{(1 - \alpha)}$$

avec :

$$R_{BE(2)} = \frac{V_{EB(2)}}{I_{B(2)}}$$

Or le courant d'émetteur de T_1 se partage dans R_x et $R_{ent(2)}$ de telle sorte que $V_{B0(2)}$ est le potentiel de la base de T_2 par rapport à la masse, on a :

$$V_{B0(2)} = R_X (I_{E(1)} - I_{B(2)}) = R_{ent} I_{B(2)}$$

d'où :

$$\frac{R_X}{R_{ent(2)}} = \frac{I_{B(2)}}{I_{E(1)} - I_{B(2)}}$$

d'où :

$$R_X = R_{ent(2)} \frac{I_{B(2)}}{I_{E(1)} - I_{B(2)}}$$

Si R_x est de grande valeur, le courant $I_{B(2)}$ l'est également et la différence $I_{E(1)} - I_{B(2)}$ est faible, on peut observer qu'à partir d'une valeur de R_x , par exemple pour $R_X = \frac{R_{ent(2)}}{10}$, le courant qui la traverse peut parfaitement être négligé, ce qui au fond ne modifie que très peu les résultats définitifs. On devra donc donner à R_x des valeurs grandes par rapport à $R_{ent(2)}$. Le fonctionnement des montages (B) est en tous points identique à celui du montage (A).

11.2.1. — Résistance d'entrée Résistance de sortie Gain en courant

Les caractéristiques dynamiques d'un étage sont essentiellement liées aux résistances d'entrée et de sortie qui définissent le gain en courant dynamique du montage qui dans tous les cas est plus faible que α , β et γ respectivement pour les trois montages BC, EC et CC. Sans dépasser les limites imparties au but de l'ouvrage, nous n'entrerons pas dans le détail. Disons simplement, qu'un signal appliqué sur la base, voit une résistance dynamique d'entrée donnée par la combinaison des résistances de polarisation de base (R_2 et R_3), en parallèle avec la résistance apparente R_{BE} et éventuellement, en série avec celle-ci, la résistance d'émetteur R_1 quand elle n'est pas découplée.

Il en est de même pour la résistance de sortie, qui est une composition des résistances internes du transistor, issues des polarisations, et de la résistance R_4 (sortie sur collecteur) ou R_1 (sortie sur l'émetteur). Compte tenu des résistances dynamiques d'entrée et de sortie, le gain dynamique en courant est alors donné par :

$$G_I = h_{21} \frac{R_S}{R_4}$$

(sortie collecteur)

ou bien :

$$G_I = h_{21} \frac{R_S}{R_1}$$

(sortie émetteur)

avec respectivement :

$h_{21} = \alpha$	montage BC,
$h_{21} = \beta$	montage EC,
$h_{21} = \gamma$	montage CC.

En tenant compte des précisions sommaires qui viennent d'être données, on définit les caractéristiques dynamiques énoncées, par les relations suivantes :

Montage à base commune

Résistance d'entrée :

$$R_{ent} = R_1 \frac{V_{EB}}{V_{EB} + V_E}$$

Montage à émetteur commun

Résistance d'entrée :

$$R_{ent} = \beta R_0 \frac{V_{EB}}{R_0 I_E + \beta V_{EB}}$$

Montage à collecteur commun

Résistance d'entrée :

$$R_{ent} = \beta R_0 \frac{V_{EB} + V_E}{R_0 I_E + \beta (V_{EB} + V_E)}$$

/

Résistance de sortie :

$$R_{\text{sort}} = R_1 \frac{V_{EB} + R_0 I_E}{I_E (R_0 + R_1) + V_{EB}}$$

Gain en courant :

$$G_I = h_{21} \frac{R_S}{R_4} = \gamma \frac{R_S}{R_1}$$

avec :

$$R_0 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

Pour les montages à base commune et à émetteur commun, la résistance de sortie est plus délicate à établir sans faire appel aux paramètres des transistors—notamment les paramètres hybrides. Aussi pour ne pas entrer dans ce domaine un peu théorique, nous retiendrons :

— Gain en courant :

$$G_I = h_{21} \frac{R_S}{R_4}$$

— Gain en tension :

$$G_V = G_I \frac{R_S}{R_{\text{ent}}}$$

avec rappelons-le :

$$h_{21} = \text{base commune}$$

$$h_{21} = \text{émetteur commun}$$

Nous en verrons les applications dans les pages suivantes.

12.2.1. — Conclusion

Pour terminer cette première partie, nous donnons en figure 17 un tableau récapitulatif général, groupant toutes les relations qui ont été établies. Indiquons enfin, la méthode qu'il convient d'appliquer pour déterminer les caractéristiques d'un montage.

L'étage étant calculé par l'une des méthodes précitées, on connaît en général le signal d'entrée (V_{ent}), d'où l'on tire le courant d'entrée :

$$I_{\text{ent}} = \frac{V_{\text{ent}}}{R_{\text{ent}}}$$

Le courant de sortie est alors :

$$I_{\text{sort}} = G_I I_{\text{ent}}$$

La tension de sortie est :

$$V_{\text{sort}} = R_s I_{\text{sort}}$$

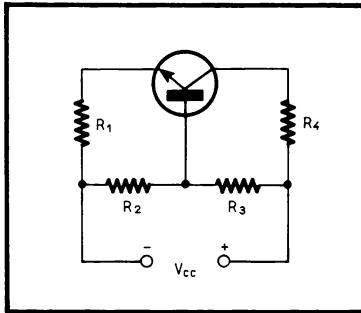


Fig. 17. — Schéma de base et tableau récapitulatif général.

Règle du dixième	Méthode intuitive	Méthode par stabilisation
$R_1 = 0,05 \frac{V_{CC}}{I_C}$	$R_1 = 0,5 \frac{V_{CC}}{I_E}$	Limite de R_3 . $R_3 < \frac{V_{CC}}{I_E} \left(\frac{S-1}{1-\frac{S}{\beta}} \right)$
$R_4 = 0,45 \frac{V_{CC}}{I_C}$	$R_2 = \beta \frac{V_{EB} + V_E}{n I_C}$	I_E et S fixés. On cherche R_1 puis on s'impose R_3 dans les limites ci-dessus, on a : $V_E = R_1 I_E$
$R_2 = \frac{\beta}{n} \left(\frac{V_{EB}}{I_C} \right) + R_1$	$R_3 = \beta \frac{V_{CC} - V_{R_2}}{(n+1) I_C}$	$V_{R_2} = V_E + V_{EB}$
$R_3 = \frac{\beta}{(n+1)} \left(\frac{V_{CC} - V_{EB}}{I_C} - R_1 \right)$	$R_4 = \frac{V_{CC} - V_E}{2 I_C}$	$I_{p_0} = \frac{V_{CC} - V_{R_2}}{R_3}$
si $R_4 = 0$	Pour $V_{R_4} = V_{CE}$	$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{p_0}}$
$R_1 = \frac{V_E}{I_C}$	$R_4 = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_C}$	$R_4 = \frac{V_{CC} - V_E}{2 I_E} \text{ ou :}$
	pour V_{CE} imposée.	$R_4 = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_C}$
Caractéristiques dynamiques		
Montage BC	Montage EC	Montage CC
$R_{ent} = R_1 \frac{V_{EB}}{V_{EB} + V_E}$	$R_{ent} = \beta R_0 \frac{V_{EB}}{R_0 I_E + \beta V_{EB}}$	$R_{ent} = \beta R_0 \frac{V_{EB} + V_E}{R_0 I_E + \beta (V_{EB} + V_E)}$
$G_i = \alpha \frac{R_S}{R_4}$	$G_i = \beta \frac{R_S}{R_4}$	$R_{sort} = R_1 \frac{V_{EB} + R_0 I_E}{I_E (R_0 + R_1) + V_{EB}}$
$G_V = G_i \frac{R_S}{R_{ent}}$	$G_V = G_i \frac{R_S}{R_{ent}}$	$G_i = \gamma \frac{R_S}{R_1}$
		$R_0 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$

et enfin le gain en tension est :

$$G_V \equiv \frac{V_{\text{sort}}}{V_{\text{ent}}}$$

Concluons en précisant bien que toutes les relations de la figure 17, sont données à titre d'exemple, qu'elles font aboutir à des résultats approximatifs mais très valables et que dans la pratique courante, leur application permet un gain de temps notable.

CORRECTIONS

1.3.2. — Nécessité de corriger

La question la plus innocente qui puisse être posée est : « Pourquoi corriger?... Oui pourquoi corriger?... C'est à cette question qui va être faite réponse en donnant autant de précisions que possible pour la bonne compréhension du sujet.

Consultons la figure 1, elle représente, comme indiqué, la courbe de *Fechner*. Elle montre comment réagit l'oreille devant les divers bruits et sons qui lui parviennent, en fonction de leur fréquence. On peut observer, par exemple, qu'un accroissement de la fréquence, produit entre le début de la bande (vers 20 Hz) et le 1000 Hz, au niveau de l'oreille, une sensation auditive qui semble augmenter à mesure que l'on approche du 1000 Hz; l'écoute devient de plus en plus insupportable et ne tarde pas à devenir douloureuse. Si nous voulons que l'oreille soit impressionnée de manière identique pour toutes les fréquences comprises entre 20 Hz et 1000 Hz, il faut prévoir une diminution du volume des sons à mesure que leur fréquence s'approche de 1000 Hz, et agir de manière inverse pour les fréquences comprises entre 1000 Hz et la limite haute (vers 20kHz) de la bande.

Corriger un amplificateur c'est rendre son gain inversement proportionnel aux fréquences entre 20 Hz et 1000 Hz, et proportionnel aux fréquences entre 1000 Hz et 20 kHz. La figure 18 montre l'allure réelle de la bande des fréquences audibles, vue au niveau du système auditif. Comme on peut le remarquer, la courbe (a), qui représente le niveau physiologique traduit par l'oreille, est complémentaire de celle de la figure 1 (partie inférieure). D'une manière plus précise, cette courbe montre comment évoluent les niveaux physiques des sons en fonction

de leur fréquence. Si le gain d'un amplificateur est linéaire, c'est-à-dire, le même pour tous les signaux quelle que soit la fréquence, alors l'oreille favorisant les fréquences voisines du 1000 Hz, l'écoute ne reflétera pas la réalité. Pour remédier à cet état de faits, il est nécessaire de « corriger » le gain de l'amplificateur de manière complémentaire à la courbe (a), c'est-à-dire, donner au gain la forme

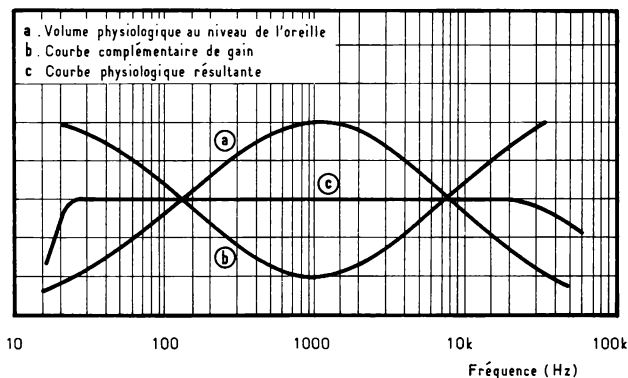


Fig. 18. — Courbe d'audition physiologique au niveau de l'oreille et courbe complémentaire du gain.

de la courbe (b). Cette courbe montre que le gain décroît à mesure que la fréquence des signaux tend vers 1000 Hz et ensuite, croît au-delà de cette limite pour laquelle le gain prend sa valeur minimale. La courbe (c), montre alors le résultat physiologique obtenu au niveau de l'oreille. En conclusion, linéariser un amplificateur, c'est en fait lui imposer un gain se modifiant dans un sens ou dans un autre, à mesure que la fréquence des signaux tend vers 1000 Hz, ou au contraire, s'en éloigne.

2.3.2. — Types de corrections

La première correction à envisager est donc celle qui vient d'être étudiée.

D'autres corrections doivent être prévues selon que les signaux émanent d'une source ou d'une autre. Une tête de lecture, un microphone, un magnétophone, un tuner radio AM/FM (radio à modulation d'amplitude ou à modulation de fréquences), sont autant de générateurs de signaux à basses fréquences, qu'il est nécessaire de prendre en compte, quand on entreprend l'étude d'un ensemble de traitement. Il apparaît d'ailleurs évident, que chacun de ces générateurs ayant des caractéristiques différentes, ne produisent pas la même courbe de bande de fréquences. Il est donc indispensable d'envisager plusieurs corrections. Il arrive parfois que certaines corrections peuvent convenir à plusieurs sources, ce qui au fond simplifie le problème qui se pose.

D'autre part, il faut admettre qu'à un moment donné, on soit amené à modifier le volume de l'écoute, il ne faut pas que cette éventualité modifie l'effet physiologique de l'écoute, il faut donc prévoir des systèmes de corrections supplémentaires, laissés à la discrétion de l'utilisateur. Par exemple, il est habituel de trouver dans un amplificateur, les commandes manuelles suivantes :

- 1° le contrôle de volume règle la puissance sonore;
- 2° le contrôle des basses agit généralement sur les fréquences comprises entre 30 Hz et 120 Hz environ;

3° le contrôle des aiguës agit sur les fréquences comprises entre 2000 Hz et au-delà.

Ces trois corrections sont progressives et par conséquent réalisées au moyen de potentiomètres.

D'autres corrections sont souvent prévues, notamment un contrôle de *Scratch* (coupure de certaines fréquences élevées proches de celles des bruits d'aiguilles), de *rumble* (agit sur les fréquences très basses produites par les vibrations mécaniques de la table de lecture), et enfin un contrôle de *Loudness* qui corrige l'effet physiologique de l'écoute; ces trois contrôles se font généralement aux moyens d'inverseurs (clés) qui mettent ou ne mettent pas les circuits de correction correspondant en service. Nous verrons dans la suite de l'exposé, comment sont élaborés ces diverses corrections et quelles devront être leurs caractéristiques respectives.

3.3.2. — Niveaux des signaux des différentes sources

La valeur des niveaux donnée ci-dessous n'est pas absolue, elle est fournie à titre indicatif, mais peut parfaitement servir de base de départ.

On a à 1000 Hz :

- Tête de lecture dite à réluctance variable
Impédance de l'ordre de 50 k Ω : de 2 à 10 mV.
- Tête de lecture céramique ou cristal
Impédance de l'ordre de 250 k Ω à 600 k Ω : de 100 à 350 mV.
- Magnétophone selon les types, généralement d'impédance de l'ordre de 500 k Ω : de 30 à 60 mV.
- Tuner radio AM/FM selon les types, généralement d'impédances proches de celles des magnétophones : de 30 à 600 mV.
- Microphone dynamique, impédance de l'ordre de 200 Ω : de 1 à 3 mV.
- Microphones à cristal, impédance de l'ordre de 500 k Ω : de 200 à 500 mV.

Dans la pratique du traitement logique de la basse fréquence, il ne peut être question d'appliquer les signaux sur un même amplificateur, sans précautions préalables; les résultats ne seraient pas conformes. On a donc pris l'excellente habitude, de traiter une première fois les signaux au moyen de préamplificateurs nantis de tous les circuits de corrections nécessaires à la qualité physiologique d'une écoute, concernant l'égalisation de la bande et le gain des signaux.

4.3.2. — Composition d'un préamplificateur

Un préamplificateur se compose le plus souvent de deux sections essentielles, l'une ayant pour objet de recevoir les signaux après sélection des sources, de les corriger comme indiqué, et enfin de les restituer tous égaux en amplitude. C'est cette section qui produit le gain différentiel décrit. L'autre, à gain linéaire, reçoit les signaux venant de la première section à travers les circuits de corrections progressives et clés, et les met à la disposition de l'amplificateur de puissance. La figure 19 donne le schéma synoptique d'un préamplificateur courant. D'une manière plus précise, il faut admettre que les signaux provenant de la première section, subissent durant leur transfert, une atténuation notable, produite par les différentes actions des corrections progressives (volume, basses, aiguës) et des clés

(avec ou sans) des corrections de *Scratch*, de *Rumble* et du *Loudness*. Le rôle de la deuxième section d'un préamplificateur est facile à deviner, elle compense l'atténuation subie par les signaux, leur donne « force et vigueur » et les adresse à l'amplificateur de puissance.

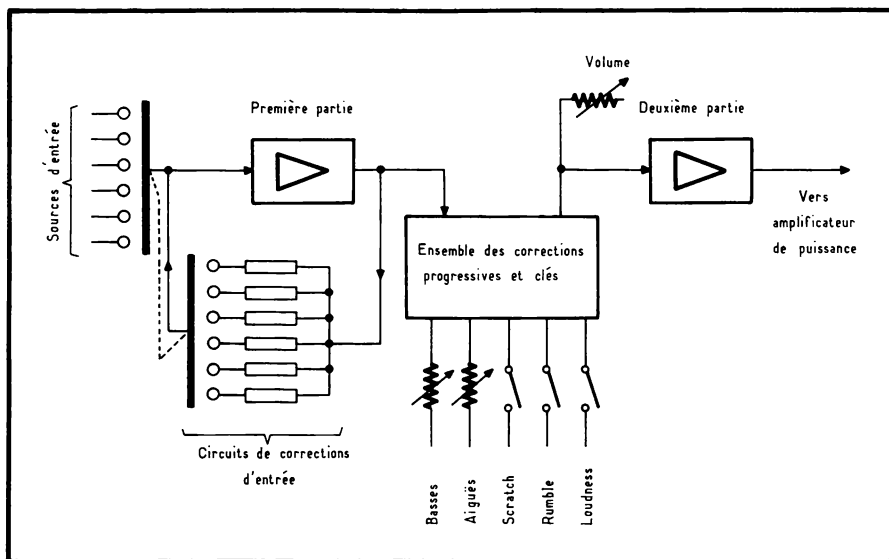


Fig. 19. — Synoptique d'un préamplificateur normal.

Observons le circuit synoptique de la figure 19. On constate que les corrections de bandes (corrections fixes) de la première section, sont réalisées au moyen de circuits de contre-réaction, quoique étant très répandu ce mode de correction ne constitue pas la solution unique; d'autres systèmes peuvent tout aussi bien être envisagés sans qu'aucune loi n'impose un mode ou un autre.

5.3.2. — Caractéristiques d'un préamplificateur

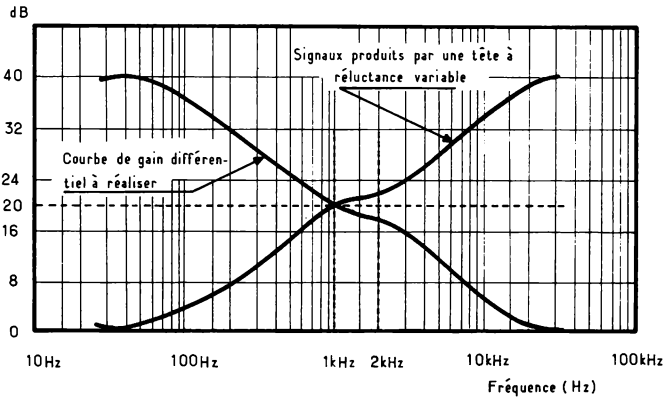
PREMIÈRE SECTION — ÉTAGE D'ENTRÉE

Comme le montre la figure 19, la sélection des sources se fait au moyen d'une double commande par contacts (clavier le plus souvent); le commutateur met parallèlement en service la source désirée et son propre circuit de correction.

Il a été dit plus haut que le rôle principal de l'étage d'entrée est de produire des gains différentiels correspondant aux caractéristiques des sources sélectionnées. Ceci serait relativement facile à réaliser si toutes les sources émettaient la même forme de bande de fréquences! Hélas! il n'en est rien. Une tête à réluctance variable généralement à basse impédance — par exemple, fournit une bande fortement dissymétrique, favorisant comme déjà indiqué, les signaux de fréquences élevées. Il n'est pas rare de constater un écart de niveau de l'ordre de 40 décibels entre les signaux de 30 hertz et ceux dont la fréquence avoisine 15 kHz, et ceci, centré à 20 dB, pour les signaux dont la fréquence est comprise entre 1000 Hz et 2000 Hz.

Dans ces conditions, pour rétablir la linéarité physiologique de la bande, il faut atténuer de 40 dB le 15 kHz, de 20 dB les 1000 Hz et 2000 Hz, ou encore, amplifier de 20 dB les signaux de 30 Hz et atténuer d'une même valeur les signaux de 15 kHz. C'est cette deuxième solution qui est utilisée le plus souvent. La figure 20 montre l'allure générale de la bande de fréquences émise par une tête à réluctance variable, et la courbe complémentaire du gain de l'étage d'entrée, pour rétablir l'équilibre au niveau du système auditif.

Fig. 20. — Comparaison gain/signal pour une tête de lecture à réluctance variable.



Proposons-nous de calculer le gain d'un étage d'entrée, pour un signal de 30 Hz, provenant d'une tête de lecture à réluctance variable fournissant un signal de 5 mV à 1000 Hz.

La figure 20 montre que :

$$20 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{(1000 \text{ Hz})}}{V_{(30 \text{ Hz})}}$$

ce qui donne :

$$\log \frac{V_{(1000 \text{ Hz})}}{V_{(30 \text{ Hz})}} = 1$$

d'où :

$$V_{(1000 \text{ Hz})} = 10 V_{(30 \text{ Hz})}$$

et enfin :

$$V_{(30 \text{ Hz})} = 0,5 \text{ mV} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ volt}$$

Pour rétablir la linéarité de la bande, il faut amplifier le 30 Hz de 20 dB par rapport au 1000 Hz, c'est-à-dire qu'il faut réaliser :

$$20 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{(30 \text{ Hz})}}{V_{(1000 \text{ Hz})}}$$

Il vient :

$$V_{(30 \text{ Hz})} = 10 V_{(1000 \text{ Hz})} = 50 \text{ mV} = 5 \cdot 10^{-2} \text{ V}$$

d'où le gain en tension de l'étage :

$$G_V = \frac{50}{0,5} = 100$$

Ce gain de 100, nous l'avons vu, correspond à +20 dB au-dessus du 1000 Hz qui lui-même est déjà à +20 dB par rapport au zéro électrique (masse de l'étage), ce qui signifie que par rapport au zéro électrique le gain de l'étage à 30 Hz est de 40 dB.

En ce qui concerne les signaux dont la fréquence est voisine de 15 kHz, leur niveau initial est déjà à +20 dB par rapport au 1000 Hz; c'est-à-dire à +40 dB du niveau de la m.s.s. Or, 40 dB correspond à un gain de 100, pour rétablir l'ensemble de la bande selon l'allure de la courbe de la figure 20, il faut que le gain en tension de l'étage pour les signaux de 15 kHz, soit égal à l'unité ($G_v = 1$ à 15 kHz). En définitive, on doit réaliser une ligne de gain en tension pratiquement de 100 pour 30 Hz; à 1 pour 15 kHz; en passant par 10 pour 1000 Hz et 2000 Hz. Ceci ne peut être obtenu qu'au moyen de circuits à impédances variables. Un circuit composé de résistances et de condensateurs, utilisé en contre-réaction, ou bien en charge de collecteur (circuits A et B de la figure 21), remplit les conditions exigées pour obtenir une correction efficace. Étudions séparément les deux systèmes de correction pour aboutir à la courbe C de la figure 21.

Après corrections, dans les deux cas, l'étage ($T_1 + T_2$) doit fournir les gains utiles suivants :

$$\begin{aligned} G_{V_{(v)}} &= 100 \text{ pour } 30 \text{ Hz} \\ &= 10 \text{ pour } 1000 \text{ Hz et } 2000 \text{ Hz} \\ &= 1 \text{ pour } 15 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Les niveaux d'attaque sont les suivants :

$$\begin{aligned} V_A &= 0,5 \text{ mV pour } 30 \text{ Hz} \\ &= 5 \text{ mV pour } 1000 \text{ Hz et } 2000 \text{ Hz} \\ &= 50 \text{ mV pour } 15 \text{ kHz} \end{aligned}$$

On suppose une tête de lecture à réluctance variable délivrant 5 mV à 1000 Hz, ayant une résistance interne R_g de 50 k Ω .

Les transistors utilisés T_1 et T_2 sont identiques, ayant $\beta = 150$; $V_{EB} = 0,7$ volt.

Une petite précision s'impose avant d'entreprendre l'étude des montages de la figure 21. En effet, il faut savoir que quand un étage est attaqué par un générateur de quelque nature qu'il soit, il est important de tenir compte des caractéristiques de celui-ci, notamment du niveau de la tension qu'il délivre V_A (tension d'attaque), et aussi de sa résistance interne R_g — comme il est montré sur la figure 22, la résistance R_g et la résistance d'entrée R_{ent} de l'étage forment un diviseur de tension, tel que le signal vrai, qui entre dans l'étage est :

$$V_{ent} = V_A \frac{R_{ent}}{R_{ent} + R_g}$$

Cet aspect, modifie notablement les résultats du montage surtout en ce qui concerne les gains en tension. Supposons par exemple que le niveau du signal de sortie soit $V_{s_{(o)}}$, le gain en tension apparent est :

$$G_{V_{(app)}} = \frac{V_{s_{(o)}}}{V_{ent}}$$

Tandis que le gain réel produit par l'étage, tient compte de la tension de sortie $V_{s_{(o)}}$ d'une part, et de la tension d'attaque V_A , c'est-à-dire que :

$$G_{V_{(reel)}} = \frac{V_{s_{(o)}}}{V_A}$$

on constate que :

$$G_{V_{(reel)}} < G_{V_{(app)}}$$

C'est une erreur qu'il ne faut pas faire quand on étudie un étage, car tenir compte de $G_{V_{(app)}}$ au lieu de $G_{V_{(reel)}}$ modifie dans de fortes proportions le calcul

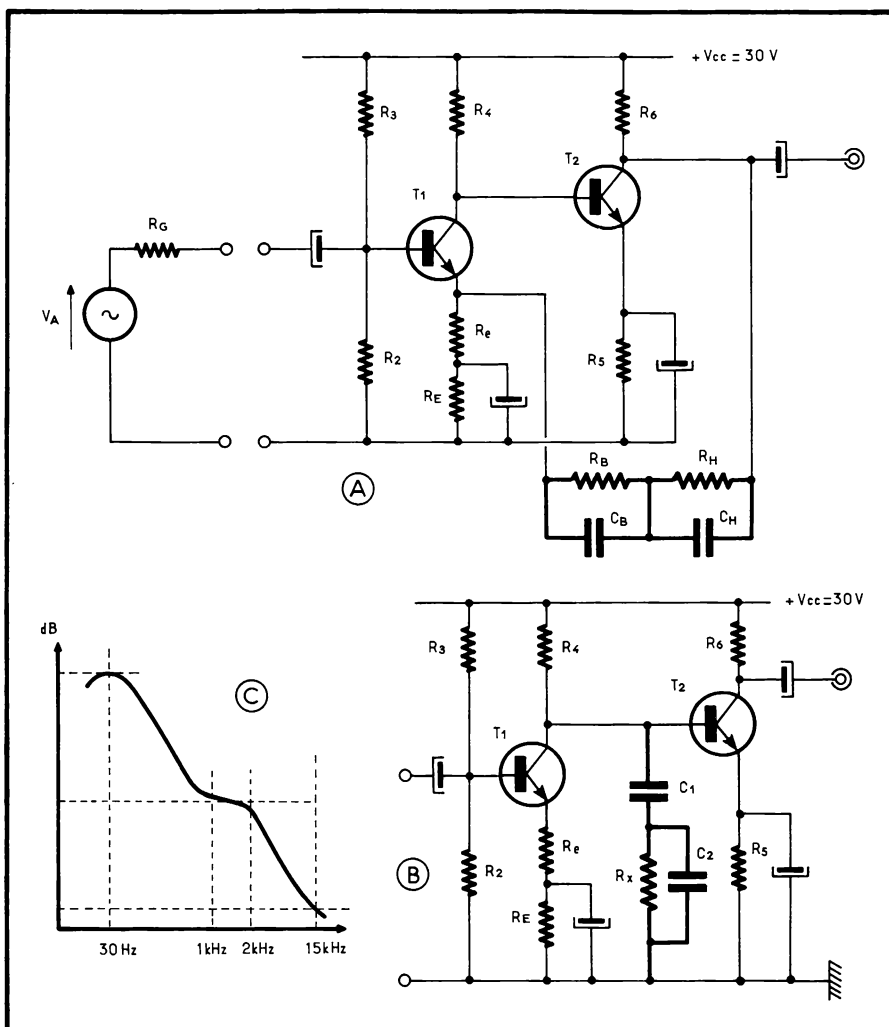


Fig. 21. — Étages d'entrée à deux transistors identiques. (A) à correction par contre-réaction; (B) à correction par charge collecteur; (C) courbe à obtenir après correction.

des circuits de correction, comme nous allons le voir. Notons enfin, qu'à l'intérieur même du montage, c'est de $G_{V(\text{app})}$ qu'il faut tenir compte, particulièrement en ce qui concerne le transfert de T_1 à T_2 .

On a d'une manière générale :

— signal réel d'entrée :

— gain en courant :

$$G_i = \frac{R_s}{R_c} = \frac{R_{ent}}{R_s} G_v$$

avec :

R_s = résistance de sortie

R_c = résistance de charge

— Gain en tension :

$$G_v = G_i \frac{R_s}{R_{ent}}$$

— Résistance d'entrée :

$$R_{ent} = \frac{R_0 \beta \left(\frac{V_{eb}}{I_e} + R_e \right)}{R_0 + \beta \left(\frac{V_{eb}}{I_e} + R_e \right)}$$

avec R_0 = résistance équivalente appliquée à l'entrée de l'étage,

R_e = résistance d'émetteur non découplée.

$$R_e < \frac{R_0 R_{ent}}{\beta (R_0 - R_{ent})}$$

Dans certains montages, R_0 est très grande devant $\beta \left(\frac{V_{eb}}{I_e} + R_e \right)$. Dans ce cas elle peut être négligée pour ne retenir que :

$$R_{ent} \approx \beta \left(\frac{V_{eb}}{I_e} + R_e \right)$$

Dans un montage à base-commune, $R_0 = R_1$ (R_1 résistance d'émetteur non découplée).

Dans un montage à émetteur-commun, la base peut être polarisée de deux façons au moins :

a) au moyen d'un pont de base :

$$R_0 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

b) au moyen d'une résistance branchée entre collecteur et base (R_3). Du fait du taux de contre-réaction introduit par ce système de polarisation, la résistance R_3 prend une valeur nettement plus grande que la valeur calculée. R_0 est alors négligeable ($R_0 \approx R_3$) devant β

$$\left(\frac{V_{eb}}{I_e} + R_e \right).$$

Après ces précisions nous sommes en mesure d'entreprendre l'étude du montage A de la figure 21.

6.3.2. — Circuit A - Correction par contre-réaction

On a :
$$R_0 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}, \quad R_3 = \frac{R_2 R_0}{R_2 - R_0}$$

On désire obtenir :
$$G_{V_{(1)}} = 140$$
$$G_{I_{(1)}} = 120$$

Adaptons l'attaque :
$$R_{ent} = R_g = 50 \text{ k}\Omega$$

Faisons :
$$R_0 = 100 \text{ k}\Omega$$
$$R_2 = 120 \text{ k}\Omega$$
$$I_{C_{(1)}} = 0,3 \text{ mA}$$

Observer :

$$R_{ent} < R_0 < R_2$$

Limite de R_e (avec $\beta = 150$)

$$R_e < \frac{R_0 R_{ent}}{\beta (R_0 - R_{ent})} = \frac{100 \times 50}{150 \times 50} \approx 0,7 \text{ k}\Omega$$

Faisons : $R_e = 220 \Omega = 0,22 \text{ k}\Omega$

On a par ailleurs :
$$R_3 = \frac{R_2 R_0}{R_2 - R_0} = \frac{120 \times 100}{20} = 600 \text{ k}\Omega$$

On choisira la valeur normalisée immédiatement inférieure à 600 k Ω — soit :

$$R_3 = 560 \text{ k}\Omega$$

$$V_{R_2} = V_{CC} \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 30 \frac{120}{680} \approx 5,3 \text{ volts}$$

$$R_1 = R_E + R_e = \frac{V_{R_2} - V_{EB}}{I_{C_{(1)}}} = \frac{5,3 - 0,7}{0,3} = 15,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = R_1 - R_e = 15,3 - 0,22 \approx 15 \text{ k}\Omega$$

On sait que :
$$G_V = G_I \frac{R_S}{R_{ent}}$$

$$G_I = \beta \frac{R_S}{R_C} = G_V \frac{R_{ent}}{R_S}$$

d'où :
$$R_{S_{(1)}} = R_{ent_{(1)}} \frac{G_{V_{(1)}}}{G_{I_{(1)}}} = 50 \frac{140}{120} \approx 58 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = R_4 = R_{S_{(1)}} \frac{\beta}{G_{I_{(2)}}} = 58 \frac{150}{120} \approx 72,5 \text{ k}\Omega$$

Prenons pour R_4 la valeur normalisée immédiatement inférieure soit :

$$R_4 = 68 \text{ k}\Omega$$

On a par suite : $V_{CE_{(1)}} = V_{CC} - (V_{R_4} + V_{E_{(1)}}) = 30 - 25 = 5 \text{ volts}$

Le signal d'entrée est :

$$V_{\text{ent}(1)} = V_A \frac{R_{\text{ent}(1)}}{R_{\text{ent}(1)} + R_g} = 0,5 \frac{50}{100} = 0,25 \text{ mV}$$

Le signal de sortie est alors :

$$V_{S(1)} = V_{\text{ent}(1)} G_{V(1)} = 0,25 \times 140 = 35 \text{ mV}$$

Le calcul de T_2 donne les résultats suivants :
fixons le courant de collecteur de T_2 à 0,8 mA

$$I_{C(2)} = 0,8 \text{ mA}$$

l'émetteur de ce transistor étant découplé, la résistance d'entrée est seulement donnée par :

$$R_{\text{ent}(2)} = \beta \frac{V_{EB}}{I_{C(2)}} = 150 \frac{0,7}{0,8} \approx 130 \text{ k}\Omega$$

d'où le signal d'entrée :

$$V_{\text{ent}(2)} = V_{S(1)} \frac{R_{\text{ent}(2)}}{R_{\text{ent}(2)} + R_{S(4)}} = 35 \frac{130}{130 + 58} = 24,2 \text{ mV}$$

pour une tension de sortie fixée à 70 mV (signal qui sera ramené à 50 mV après correction), il vient :

$$G_{V(2)} = \frac{V_{S(2)}}{V_{\text{ent}(2)}} = \frac{70}{24,2} \approx 2,9$$

avec un gain en courant identique à celui de T_1 , soit $G_{i(2)} = 120$, on a :

$$\begin{aligned} G_{i(2)} &= \frac{R_{\text{ent}(2)}}{R_{S(2)}} G_{V(2)} \\ R_{S(2)} &= R_{\text{ent}(2)} \frac{G_{V(2)}}{G_{i(2)}} = 130 \frac{2,9}{120} = 3,14 \text{ k}\Omega \\ R_6 &= R_{S(2)} \frac{\beta}{G_{i(2)}} = 3,14 \frac{150}{120} \approx 3,9 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

on a d'autre part :

$$R_5 = \frac{V_{CE(1)} + V_{E(1)} - V_{EB}}{I_{C(2)}} = \frac{5 + 4,6 - 0,7}{0,8} \approx 12 \text{ k}\Omega$$

Le gain en tension compris entre le collecteur de T_2 et la base de T_1 est :

$$G_{V(\text{total})} = \frac{V_{S(2)}}{V_{\text{ent}(1)}} = \frac{70}{0,25} = 280$$

Pour obtenir une tension-signal de sortie de 50 mV (correspondant à un gain réel de 100 après correction), il faut injecter sur l'émetteur de T_1 un signal de correction d_{V_e} de même sens que celui qui est appliqué sur la base de ce même transistor (même sens à cause de l'inversion de sens qui se produit entre émetteur et base).

$$d_{V_e} \frac{V_{S(2)} - V_{S(u)}}{G_{V(\text{total})}} = \frac{70 - 50}{280} = 0,07 \text{ mV}$$

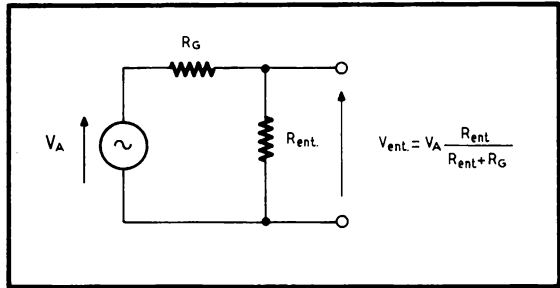
($V_{s(w)}$ = tension de sortie utile après corrections).

Le signal réel, présent sur la base de T_1 , est après application de d_{v_e} sur l'émetteur de ce transistor, proche de :

$$V_{\text{ent}(1), \text{réelle}} \approx 0,25 - 0,07 = 0,18 \text{ mV}$$

ce qui avec un gain en tension de 280, donne bien en sortie 50 mV très approximativement.

Fig. 22. — Circuit d'attaque d'un étage et signal d'entrée réel.



Le signal de correction pris sur le collecteur de T_2 est injecté sur l'émetteur de T_1 à travers le circuit de correction (R_B , C_B et R_H , C_H); pour que les résultats soient conformes aux normes établies, il est nécessaire de connaître l'impédance Z_e au niveau de l'émetteur de T_1 , puis déterminer l'impédance Z_c du circuit de contre-réaction, à 30 Hz, on a alors :

$$Z_e = \frac{R_e \left(\frac{V_{eb}}{I_{C(1)}} + R_0 \right)}{R_e + \frac{V_{eb}}{I_{C(1)}} + R_0} = \frac{0,22 (2,3 + 100)}{0,22 + 2,3 + 100} \approx 0,2 \text{ k}\Omega$$

Il faut réaliser :
$$\frac{d_{v_e}}{V_{s(2)}} = \frac{0,07}{70} = \frac{Z_e}{Z_e + Z_c} = 10^{-3}$$

ce qui donne :
$$Z_c \approx 1 \text{ M}\Omega$$

l'affaiblissement du signal de sortie $V_{s(2)}$ est de l'ordre de -3 dB , ce qui correspond à un rapport
$$\frac{V_{s(w)}}{V_{s(2)}} = \frac{50}{70} \approx 0,7$$

La forme générale de Z_c est :

$$Z_c = \frac{V_{s(w)}}{V_{s_2}} (R_B + R_H)$$

généralement, dans la pratique courante, on fait, pour obtenir des résultats valables :

$$\frac{R_B}{R_H} \approx 20$$

ce qui donne dans notre cas :

$$Z_c = \frac{V_{s(w)}}{V_{s(2)}} 21 R_H$$

d'où :

$$R_H = \frac{Z_C}{21} \frac{V_{S(2)}}{V_{S(w)}} = \frac{1,4}{21} \approx 0,066 \text{ M}\Omega \approx 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 20 R_H = 20 \times 68 = 1,36 \text{ M}\Omega \approx 1,2 \text{ M}\Omega$$

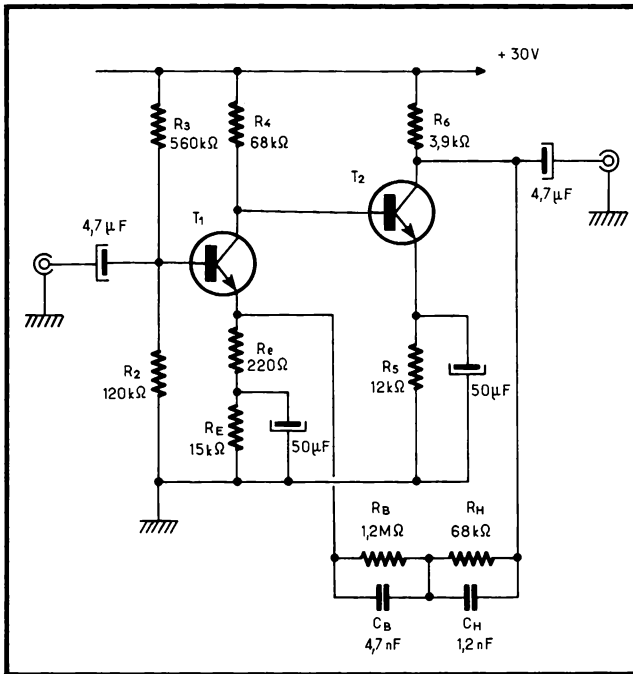


Fig. 23. — Étage d'entrée calculé pour le traitement d'une tête à réluctance variable, corrigée par contre-réaction.

Pour calculer les valeurs de C_B et C_H , on tient compte de deux fréquences référentielles : 30 Hz et 2100 Hz.

C_B est calculée à 30 Hz, avec R_B

$$\frac{1}{2 \pi C_B 30_{\text{HZ}}} = R_B = 1,2 \text{ M}\Omega$$

$$C_B \approx \frac{53}{R_{B(\text{k}\Omega)}} 10^{-7} = 4,7 \text{ nF}$$

(1 nanofarad = 1 nF = 10^{-9} farad)

C_H est calculée à 2100 Hz, avec R_H

$$\frac{1}{2 \pi C_H 2100_{\text{HZ}}} = R_H = 68 \text{ k}\Omega$$

$$C_H \frac{8}{R_{H(\text{k}\Omega)}} 10^{-8} \approx 1,2 \text{ nF}$$

Remarquons que : $C_H \approx \frac{C_B}{3,5}$

La figure 23 donne le schéma complet du montage qui vient d'être calculé.

7.3.2. — Circuit B

Si dans le montage de la figure 23, on retire le circuit de correction, le gain total en tension passe à 280 (valeur calculée). Pour obtenir le gain de 100 annoncé, au moyen du circuit de correction du montage B de la figure 21, il faut agir sur le niveau du signal d'entrée de T_2 , en lui donnant une nouvelle valeur $V_{\text{ent}(2)}$ telle

que :

$$V_{\text{ent}(2)} = \frac{V_{S(1)}}{G_{V(2)}} = \frac{50 \text{ mV}}{2,9} = 17,2 \text{ mV}$$

au lieu de 24,2 mV, soit un affaiblissement de 7 mV à 30 Hz. Agir sur $V_{\text{ent}(2)}$ c'est agir sur la résistance d'entrée de T_2 qui, comme le montre la figure 24, va être combinée avec l'impédance Z_c du circuit de correction telle que :

$$R'_{\text{ent}(2)} = \frac{R_{\text{ent}(2)} Z_c}{R_{\text{ent}(2)} + Z_c}$$

Il nous faut obtenir :

$$\frac{V'_{\text{ent}(2)}}{V_{S(1)}} = \frac{R'_{\text{ent}(2)}}{R'_{\text{ent}(2)} + R_{S(1)}} = \frac{17,2}{35} \approx 0,5$$

d'où :

$$R'_{\text{ent}(2)} \approx R_{S(1)} = 58 \text{ k}\Omega$$

on a par conséquent :

$$R_{\text{ent}(2)} = \frac{R_{\text{ent}(2)} Z_c}{R_{\text{ent}(2)} + Z_c} = \frac{130 Z_c}{130 + Z_c} = 58 \text{ k}\Omega$$

soit enfin :

$$Z_c = \frac{R_{\text{ent}(2)} R_{S(1)}}{R_{\text{ent}(2)} - R_{S(1)}} = \frac{130 \times 58}{130 - 58} \approx 100 \text{ k}\Omega \text{ à } 30 \text{ Hz}$$

nous devons obtenir à 1000 Hz

$$\frac{R_{S(1)}}{10} = \sqrt{R_x^2 + \frac{1}{C_1^2 \omega_{(1000)}^2}}$$

soit :

$$\frac{R_{S(1)}^2}{100} = R_x^2 + \frac{1}{C_1^2 \omega_{(1000)}^2}$$

avec :

$$R_x < \frac{R_{S(1)}}{10}; R_x < 5,8 \text{ k}\Omega$$

faisons :

$$R_x = 3,3 \text{ k}\Omega$$

ce qui donne :

$$\left(\frac{R_{S(1)}}{10}\right)^2 - (R_x)^2 = \frac{1}{C_1^2 \omega_{(1000)}^2} = (5,8)^2 - (3,3)^2 = 22,75$$

d'où :

$$\frac{1}{C_1 \omega_{(1000)}} = \sqrt{22,75} \approx 4,7 \text{ k}\Omega$$

et enfin :

$$C_1 \approx \frac{16}{47} 10^{-7} \approx 34,10^{-9} \approx 33 \text{ nF}$$

l'ensemble R_x, C_1 à 1000 Hz présente une impédance de :

$$Z'_{C(1000)} = 1,4 \times 4,7 = 6,5 \text{ k}\Omega$$

et à 30 Hz

$$Z'_{C(30)} \approx 160 \text{ k}\Omega$$

La figure 24 montre aussi comment se répartit le courant de sortie $I'_{S(1)}$ de T_1 . On peut voir que :

(Z'_C = combinaison R_x, C_1 , avec C_2 négligé)

$$\frac{Z'_C}{R_{\text{ent}(2)}} = \frac{I'_{\text{ent}(2)}}{I_{Z_c}} = \frac{160}{130} = 1,23$$

avec :

$$I'_{\text{ent}(2)} + I_{Z_c} = I'_{S(1)} = \frac{V_{S(1)}}{2R_{S(1)}}$$

soit :

$$I'_{S(1)} = \frac{0,035}{116} = 3,10^{-4} \text{ mA}$$

d'où :

$$I_{Z_c} = I'_{S(1)} - I'_{\text{ent}(2)}$$

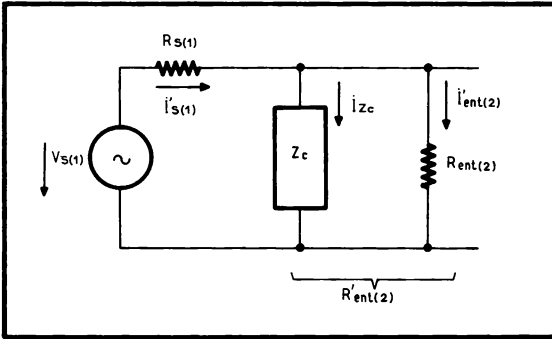


Fig. 24. — Combinaison résistance d'entrée de T_1 et impédance Z_c du circuit de correction parallèle.

et enfin :

$$I'_{\text{ent}(2)} = 3 \cdot 10^{-4} \frac{1,23}{2,23} = 165 \cdot 10^{-6} \text{ mA}$$

$$V'_{\text{ent}(2)} = I'_{\text{ent}(2)} R_{\text{ent}} = 165 \cdot 10^{-6} \times 130 \approx 21,5 \text{ mV}$$

$$V'_{S(2)} = V'_{\text{ent}(2)} G_{V(2)} = 21,5 \times 2,9 = 62 \text{ mV}$$

C'est le signal de sortie à 30 Hz, à 1000 Hz on a

$$Z'_C \approx R'_{\text{ent}(2)} = 6,5 \text{ k}\Omega$$

$$I'_{\text{ent}(2)} = I'_{S(1)} = \frac{V_{S(1)}}{R_{S(1)} + Z'_C} = \frac{0,035}{64,5} \approx 54 \cdot 10^{-5} \text{ mA}$$

$$V'_{\text{ent}(2)} = I'_{\text{ent}(2)} R'_{\text{ent}(2)} = 54 \cdot 10^{-5} \times 6,5 = 3,5 \text{ mV}$$

$$V'_{S(2)} = V_{\text{ent}(2)} G_{V(2)} = 3,5 \times 2,9 = 10,15 \text{ mV}$$

L'affaïssement du 1000 Hz par rapport au 30 Hz est très approximativement donné par :

$$\text{Aff. dB} = 20 \log \frac{V_{S(1000)}}{V_{S(30)}} = 20 \log \frac{10}{60} = -16 \text{ dB}$$

Ce qui semble suffisamment correct.

Le calcul du condensateur C_2 n'offre aucune difficulté, il a pour but d'infléchir la bande, un peu au-delà de 2000 Hz, on le calcule pour 2500 ou 3000 Hz, nous prendrons 3000 Hz de sorte que :

$$\frac{1}{C_2 \omega_{(3000)}} = R_x = 3300 \Omega$$

$$\text{d'où : } C_2 = \frac{1}{2 \pi 3000 \cdot 3300} = 16 \cdot 10^{-9} \text{ farad} = 15 \text{ nF}$$

(1 nanofarad (nF) = 10^{-9} farad)

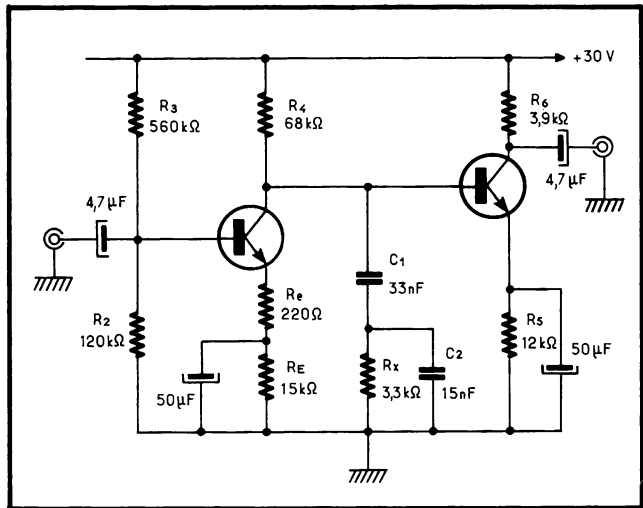


Fig. 25. — Étage d'entrée calculé pour le traitement d'une tête à réluctance variable, corrigé par charge de collecteur.

La figure 25 donne le schéma du montage calculé. En principe et sauf erreur, les montages des figures 23 et 25 doivent donner de bons résultats dès leur mise sous tension, la seule mise au point éventuelle peut intéresser la polarisation des bases qui, compte tenu des diverses approximations que l'on fait souvent tout au long d'une étude, et des valeurs normalisées choisies, peut notablement être modifiée, il suffit pour que tout rentre dans l'ordre de régler le système de ces polarisations.

Nous n'avons pris pour exemple qu'un étage pour corriger et mettre en forme, autrement dit, pour traiter logiquement les signaux fournis par une tête de lecture à réluctance variable; quelle que soit la source considérée, la marche à suivre est rigoureusement identique quant à l'étude d'un étage multiple comme celui dont le synoptique est représenté par la figure 19.

8.3.2. — Circuit de sortie de l'étage d'entrée système de transfert

Les signaux qui sortent de l'étage d'entrée sont corrigés en amplitude et en fréquence. Cet étage est identique à un générateur classique délivrant une tension d'attaque V_A , sous une impédance $R_{G_{(o)}}$ (respectivement, tension de sortie utile $V_{S_{(o)}}$ et résistance de sortie $R_{S_{(o)}}$) des transistors T_2 des schémas des figures 23 et 25). Le système de transfert, organisé par les circuits de corrections progressives, — basses, aiguës, volume) et des corrections à clés (rumble, scratch et éventuellement loudness), doivent présenter à 1000 Hz, une impédance suffisamment élevée devant $R_{G_{(o)}}$, pour éviter de détériorer les caractéristiques dynamiques de l'étage d'attaque.

Le système d'attaque est identique et conforme au circuit équivalent de la figure 22.

Après les quelques précisions qui vont être données concernant le mode de sortie d'un générateur d'attaque, nous étudierons les différents circuits de correction qui ont été cités.

9.3.2. — Mode de sortie d'un générateur d'attaque

Généralement les signaux V_A , issus d'un générateur d'attaque, sont transmis aux circuits d'utilisation, à travers un condensateur de liaison, comme il est montré sur les figures 23 et 25. La valeur de ces éléments, fixée arbitrairement à $4,7 \mu\text{F}$ dans le cas des montages de ces figures, doit être prévue pour permettre le passage des fréquences basses (voisines de 50 Hz) sans atténuation notable — cette notion est d'ailleurs conseillée pour tous les systèmes de liaison par condensateurs. En désignant par Z_0 l'ensemble des impédances sur lequel aboutit le condensateur de liaison C_L , on doit s'efforcer de réaliser :

$$C_L = \frac{1}{Z_0 \omega_{(50 \text{ Hz})}} \text{ ou bien } Z_0 = \frac{1}{C_L \omega_{(50 \text{ Hz})}}$$

selon que l'élément imposé est Z_0 ou C_L .

Pratiquement, on donne à Z_0 une valeur proche de $10 R_{G_e}$ (sans que cela soit une obligation).

Dans le cas des montages des figures 23 et 25, la résistance de sortie du transistor T_2 est de l'ordre de 3 k Ω , en appliquant ce qui est dit plus haut, on devrait avoir $Z_0 = 30 \text{ k}\Omega$ d'où :

$$C_L = \frac{1}{Z_0 \omega_{(50 \text{ Hz})}} = \frac{1}{3 \cdot 10^4 \cdot 2 \pi \cdot 50} = \frac{32}{3} 10^{-8} = 0,1 \text{ mF}$$

La valeur de $4,7 \mu\text{F}$ est par conséquent largement suffisante dans le cas des schémas des figures 23 et 25.

10.3.2. — Corrections à clés

a) RUMBLE

Les fréquences qui correspondent au phénomène de Rumble sont de l'ordre de 25 à 40 Hz, pour les supprimer il suffit d'interdire le passage de ces fréquences en mettant en série avec le condensateur principal C_L , un deuxième condensateur de faible valeur, calculé aux environs de 100 Hz, comme le montre la figure 26.

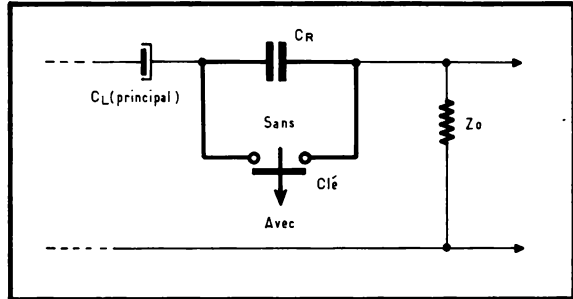


Fig. 26. — Correction de Rumble : avec — clé ouverte; sans — clé fermée.

En prenant $Z_0 = 30 \text{ k}\Omega$, on a :

$$C_R = \frac{0,16}{100 \times 30\,000} = \frac{16}{3} 10^{-8} \approx 56 \text{ nF}$$

b) SCRATCH

La correction de Scratch agit plus particulièrement sur des fréquences relativement élevées correspondant aux « bruits d'aiguilles ». Ces bruits donnent lieu à des signaux complexes qu'il n'est pas possible d'éliminer par un simple filtre, le mieux — c'est d'ailleurs ce qui est fait le plus souvent — est d'introduire dans le système de liaison un circuit parallèle composé d'une résistance et d'un condensateur en série — figure 27 calculé à 8 kHz ou à 10 kHz de sorte que l'impédance de transfert Z_0 tombe à $\frac{Z_0}{10}$ avec : $Z_0 = 30 \text{ k}\Omega$ et $F_s = 10 \text{ kHz}$

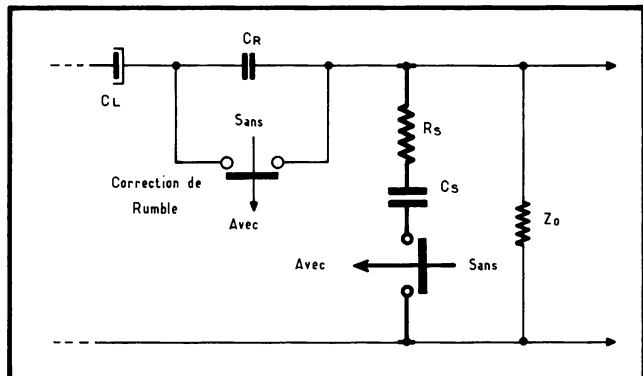


Fig. 27. — Correction de Scratch.

il vient :

$$\frac{Z_0^2}{100} = R_S^2 + \frac{1}{C_S^2 \omega^2}$$

si :

$$R_S = \frac{1}{C_S \omega}$$

on a :

$$Z_0 = 10 R_S \sqrt{2} = 14,14 R_S = 30 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = \frac{30}{14,14} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$C_S = \frac{1}{2200 \omega_{(10 \text{ KHz})}} \approx 6,8 \text{ nF}$$

(nous utilisons directement les valeurs normalisées les plus proches).

Il est bien évident qu'on peut toujours utiliser des circuits plus compliqués, le choix en est laissé à l'utilisateur. « On peut toujours monter sur le toit d'une baraque de deux mètres de haut avec une échelle de pompiers de trente mètres. »

c) LOUDNESS (CORRECTION PHYSIOLOGIQUE)

La correction physiologique est un peu plus difficile à réaliser. Il s'agit d'atténuer, de plus en plus, les fréquences voisines de 1000 Hz, à mesure que diminue le volume sonore. Les courbes successives de cette correction sont celles tracées en pointillés sur la figure 1 : « courbes isophones ».

Le système le plus simple et d'une bonne efficacité est celui de la figure 28, dans lequel on utilise un potentiomètre de volume avec prise située à peu près à 25 ou 33 % du côté froid (masse). Le fonctionnement de ce circuit est facile à comprendre. Supposons que R_0 soit la valeur du potentiomètre de volume et que la prise soit au tiers (33 %) côté masse, la valeur de la résistance correspondant

à la prise est : $r_0 = \frac{R_0}{3}$

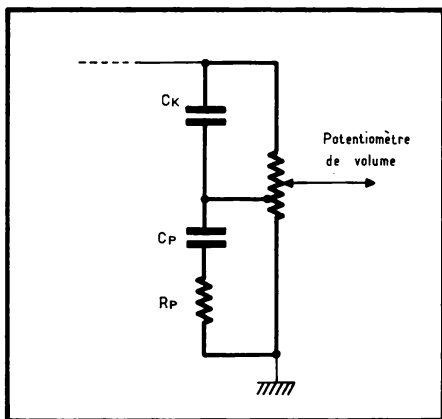


Fig. 28. — Correction physiologique « Loudness » utilisant un potentiomètre de volume avec prise.

La partie supérieure du potentiomètre $2 \frac{R_0}{3}$ et l'ensemble C_P , R_P forment un intégrateur tel, qu'à partir d'une fréquence F_0 proche de 100 Hz, la fraction r_0 se combine avec C_P et R_P . Quand le curseur du potentiomètre se trouve à la même hauteur que la prise, la fréquence F_0 est atténuée de 3 dB. Pour une fréquence

F_1 peu élevée que F_0 , l'impédance du condensateur C_p devient négligeable devant la résistance R_p , et r_0 se trouve seule en parallèle avec R_p , ce qui fait que la fréquence F_1 se trouve bien plus atténuée que F_0 . L'effet de ces atténuations se fait d'autant plus sentir que le curseur tend davantage vers la masse, c'est-à-dire d'autant plus que le niveau sonore est plus bas. Le condensateur C_k a pour objet d'inclure dans la bande de fréquences au niveau de la prise, un apport de fréquences élevées à partir de 3000 Hz ou 4000 Hz selon l'effet désiré. Il est vrai que des normes internationales ont été établies pour situer les fréquences référentielles, ce qui en soit est une bonne chose. Cependant, il faut tout de même tenir compte de la qualité de l'oreille, qui elle dépend de l'individu, c'est pourquoi nous situons les fréquences approximativement.

Procédons à l'étude numérique du système de la figure 28. Nous supposons un potentiomètre « Logarithmique » de 47 kΩ avec prise au tiers.

$$\text{On a :} \quad r_0 = \frac{R_0}{3} = \frac{47}{3} \approx 16 \text{ k}\Omega$$

$$r'_0 = \frac{2R_0}{3} = 47 - 16 = 31 \text{ k}\Omega$$

$$\text{on fait généralement :} \quad R_p = \frac{1}{C_p \omega_{(100 \text{ Hz})}}$$

$$1,4 R_p = \frac{r'_0}{10} = 3,1 \text{ k}\Omega$$

$$\text{d'où :} \quad R_p = \frac{3,1}{1,4} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$C_p = \frac{0,16}{2200 \cdot 100} = \frac{16}{22} 10^{-6} = 0,68 \mu\text{F}$$

$$(\text{on a posé } \frac{1}{2\pi} \approx 0,16)$$

à 3000 Hz, C_p présente une impédance négligeable devant R_p , de telle sorte qu'on peut faire :

$$C_k = \frac{1}{R_p \omega_{(3000)}} = \frac{0,16}{22 \times 3 \cdot 10^5} \approx 2,2 \text{ nF}$$

Un autre système de correction physiologique est celui représenté dans la figure 29, celui-ci utilise deux potentiomètres jumelés sur un même axe. Le fonctionnement est identique au précédent. P_1 et P_2 , logarithmiques, ont également la même valeur.

Cependant, les systèmes de correction physiologique à clés, semblent de plus en plus devoir remplacer les systèmes à potentiomètres. En effet, il n'est pas toujours facile de trouver des potentiomètres à prise et jumelés. Dans le système stéréophonique de la figure 28, il faut deux potentiomètres à prises, jumelés sur le même axe. Les tolérances de ces éléments sont de l'ordre de 20 %. Il peut ainsi se produire entre les deux canaux d'un ensemble stéréophonique, une dissymétrie de correction, due précisément à ces tolérances. Pour le système de la figure 29, le problème est encore plus difficile à résoudre; car, outre les tolérances des éléments, il faudrait assembler quatre potentiomètres identiques sur un même axe.

Il est vrai qu'on peut toujours prévoir un système de volume-contrôle combiné avec le circuit de correction physiologique, pour chaque canal — ce qui supprime le potentiomètre d'équilibrage (balance). Mais l'équilibrage individuel est assez difficile à effectuer, c'est pourquoi on préfère utiliser des systèmes à commande unique.

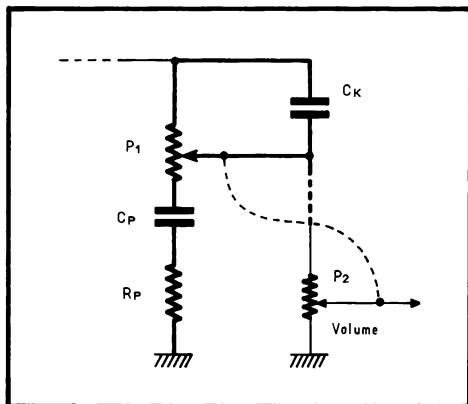
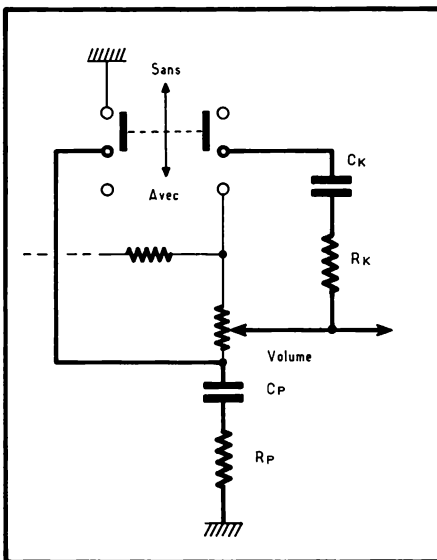


Fig. 29. — Système de correction physiologique à deux potentiomètres jumelés sur même axe.

Fig. 30. — Correction physiologique commutable par clé.



Les systèmes à clés prévoient un circuit fixe de correction physiologique. La figure 30 donne un exemple. Observons la résistance R_k , cet élément joue le rôle d'un limiteur des fréquences élevées (au-delà de 3000 Hz), le reste du schéma est classique. Avec correction, les ensembles C_p , R_p et C_k , R_k sont mis en service, dans la position « sans », le potentiomètre de volume est mis à la masse et l'ensemble C_p - R_p court-circuité. Citons un dernier circuit — le préféré de l'auteur — donné par la figure 31. Il est calculé à 60 Hz et à 6000 Hz.

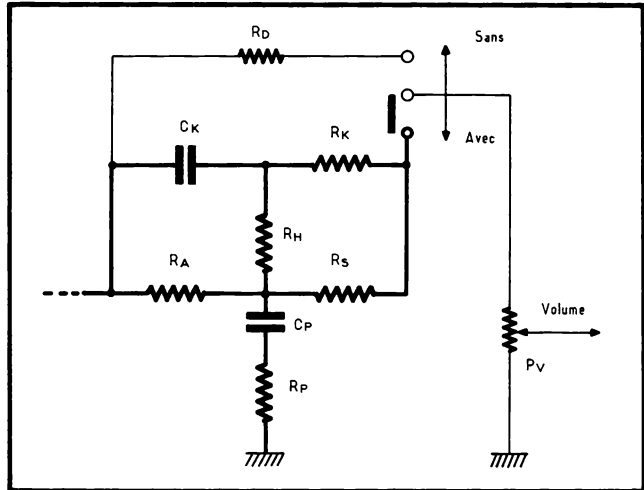
Avec : $R_p = 180 \Omega$, $R_A = 15 \text{ k}\Omega$, $R_H = 10 \text{ k}\Omega$

$$C_p = \frac{0,16}{R_A \cdot 60_{\text{Hz}}} \approx \frac{1}{6} 10^{-6} \approx 0,15 \mu\text{F}$$

$$C_k = \frac{0,16}{R_H 6000_{\text{Hz}}} \approx \frac{16}{6} 10^{-9} \approx 2,7 \text{ nF}$$

R_s et R_k sont fonction de la valeur du potentiomètre de volume, pour $P_v = 100 \text{ k}\Omega$, l'auteur utilise $R_s = 15 \text{ k}\Omega$, $R_k = 100 \text{ k}\Omega$. Les résultats sont très bons, le canal direct passe par $R_D = 100 \text{ k}\Omega$.

Fig. 31. — Correction physiologique utilisée par l'auteur.



D'autres systèmes peuvent toujours être imaginés. Il suffit de se souvenir du rôle d'une telle correction physiologique, et de l'effet que l'on désire obtenir, en tenant compte des fréquences référentielles basses (de l'ordre de 100 Hz) et hautes (de l'ordre de 4000 Hz).

11.3.2. — Corrections progressives (basses-aiguës)

Ces corrections vont devoir permettre à l'utilisateur de régler selon ses goûts le niveau d'audition des fréquences basses et celui des fréquences élevées. Ces circuits appelés souvent *correcteurs baxandall*, agissent aux bouts de la bande de fréquences, mais restent pratiquement sans effet sur le 1000 Hz, qui est la fréquence prise pour référence. La figure 32 indique un schéma classique de ce type de correction, utilisé en contre-réaction (but du condensateur C_L), c'est un circuit à éléments symétriques ($R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$). Les valeurs portées sur le schéma sont très proches de ce qui se fait habituellement. Les potentiomètres P_B (basses) et P_H (aiguës) ont souvent la même valeur certaines réalisations commerciales utilisent un P_H de 25 k... Les points M et m indiquent respectivement les positions maximales et minimales. Ces deux potentiomètres sont à rotation linéaire. La figure 33 donne l'allure des différentes courbes selon les positions des curseurs de chaque potentiomètre. Les variations, aux fréquences prises pour référence (50 Hz et 10 kHz), sont de + ou -15 dB.

Le montage de la figure 34 est un circuit correcteur de bouts de bande du type parallèle. Il agit comme le précédent, mais vu sa conception, il mérite quelques

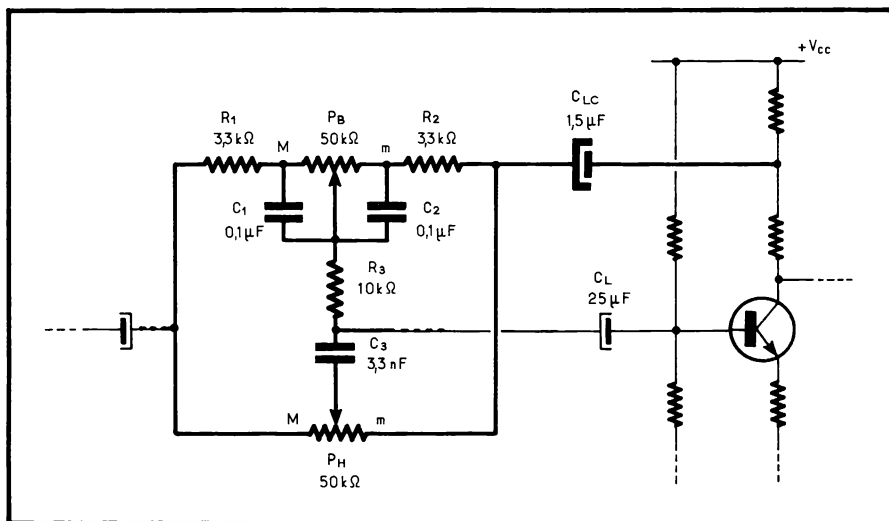


Fig. 32. — Correcteurs de bouts de bande du type baxandall à contre-tréaction.

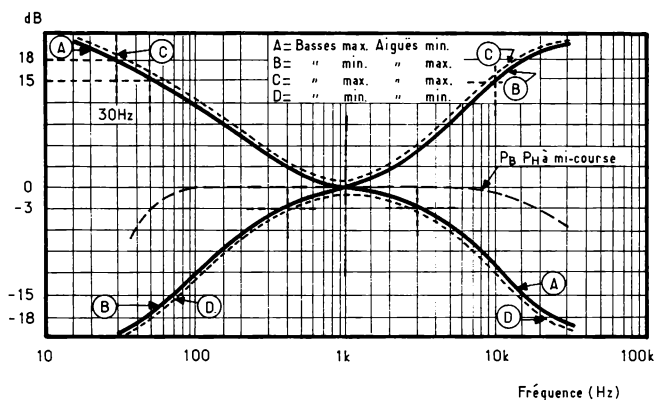
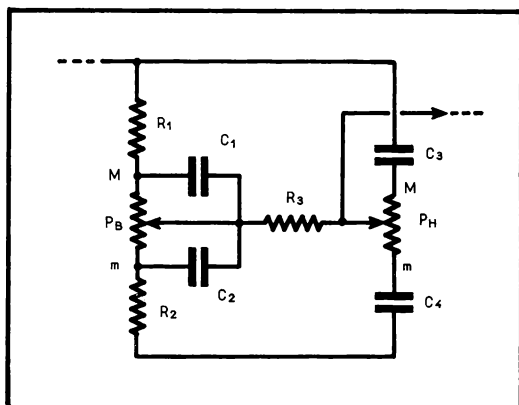


Fig. 33. — Courbes obtenues en fonction de la position des curseurs des potentiomètres P_B et P_H , valable pour les circuits des figures 32 et 34.

Fig. 34. — Correcteur de bouts de bande de type Baxandall à effet parallèle.



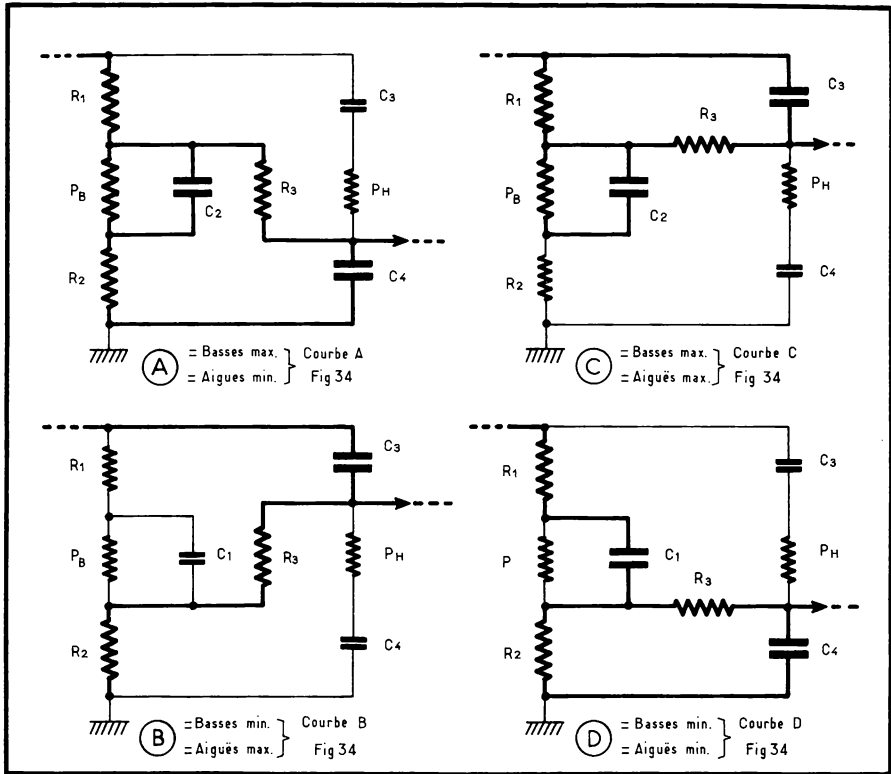


Fig. 35. — Circuits équivalents correspondant aux quatre possibilités essentielles du montage de la figure 34.

précisions supplémentaires. La figure 35 relève les quatre combinaisons possibles, hormis la position centrale; qui correspond à un gain linéaire (en tirets sur la figure 33).

Calculons le circuit de la figure 34 en nous aidant des circuits équivalents de la figure 35. Aux fréquences basses — référence 50 Hz — nous avons le circuit A. R_1 , C_2 et R_2 combinent un filtre de coupure progressive à partir de 50 Hz ignorons dans un premier temps le potentiomètre P_B .

Les fréquences références, au nombre de quatre, sont :

(Basses)	50 Hz
(Aiguës)	10 kHz
(Médium haut)	3 kHz
(Médium bas)	400 Hz

On a successivement :

$$C_1 = \frac{0,16}{R_2 F_{M_H}} = \frac{53}{R_{2(a)}} 10^{-6} \text{ Farad}$$

$$C_2 = \frac{0,16}{R_1 F_B} = \frac{32}{R_{1(a)}} 10^{-4} \text{ Farad}$$

$$C_3 = \frac{0,16}{R_3 F_H} = \frac{16}{R_3} \quad 10^{-6} \text{ Farad}$$

$$C_4 = \frac{0,16}{R_3 F_{M_b}} = \frac{4}{R_3} \quad 10^{-4} \text{ Farad}$$

Pratiquement on se fixe la valeur des potentiomètres P_B et P_H et on fait :

$$R_1 \approx \frac{P_B}{5}$$

$$R_2 \approx \frac{P_B}{250}$$

ce qui donne des résultats très acceptables avec par exemple $P_B = P_H = 50 \text{ k}\Omega$, cela donne :

$$R_1 = \frac{50}{5} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{50}{250} = 0,2 \text{ k}\Omega = 220 \Omega$$

$$C_1 = \frac{53}{R_{2(\omega)}} 10^{-6} = \frac{53}{220} 10^{-6} = 24 \cdot 10^{-8} \approx 0,22 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{32}{R_{2(\omega)}} 10^{-4} = \frac{32}{10^4} 10^{-4} = 32 \cdot 10^{-8} \approx 0,33 \mu\text{F}$$

Faisons $R_3 = 3,9 \text{ k}\Omega$, il vient :

$$C_3 = \frac{16}{R_3} 10^{-6} = \frac{16}{3900} 10^{-6} \approx 3,9 \text{ nF}$$

$$C_4 = \frac{4}{R_3} 10^{-4} = \frac{4}{3900} 10^{-4} \approx 0,1 \mu\text{F}$$

Comme on peut le constater, il s'agit de méthodes pratiques. Des méthodes mathématiques prendraient un temps précieux pour obtenir des résultats justes certes; mais qu'il faudrait adapter aux valeurs normalisées des divers éléments. D'autre part, l'expérience montre qu'il est plus rapide de remplacer un élément, par un autre mieux adapté, et de procéder à une mise au point expérimentale, car en définitive, l'oreille, et elle seule, juge.

Nous venons de voir comment se pratique l'étude d'un étage d'entrée (première partie élémentaire d'un préamplificateur), comment on réalise les divers circuits de correction; à clés, et à progression manuelle. Il ne reste plus à étudier que la deuxième partie d'un préamplificateur, qui aura pour mission de traiter les signaux qui lui sont adressés; afin de les mettre à la disposition de l'amplificateur de puissance, avec les niveaux conformes.

12.3.2. — Partie finale d'un préamplificateur

DEUXIÈME SECTION

Les signaux qui vont atteindre la deuxième section du préamplificateur, sont émis par l'étage de sortie de la première section à travers les divers circuits de correction. Il est important de savoir qu'elle est l'atténuation totale apportée par un circuit, afin de ramener les signaux à leur niveau normal, pour être appliqués

à l'entrée de l'amplificateur de puissance. La deuxième section d'un préamplificateur doit par conséquent fournir un gain en tension au moins égal à l'atténuation produite par tout le système de transfert, le calcul se fait en prenant la fréquence de 1000 Hz pour référence.

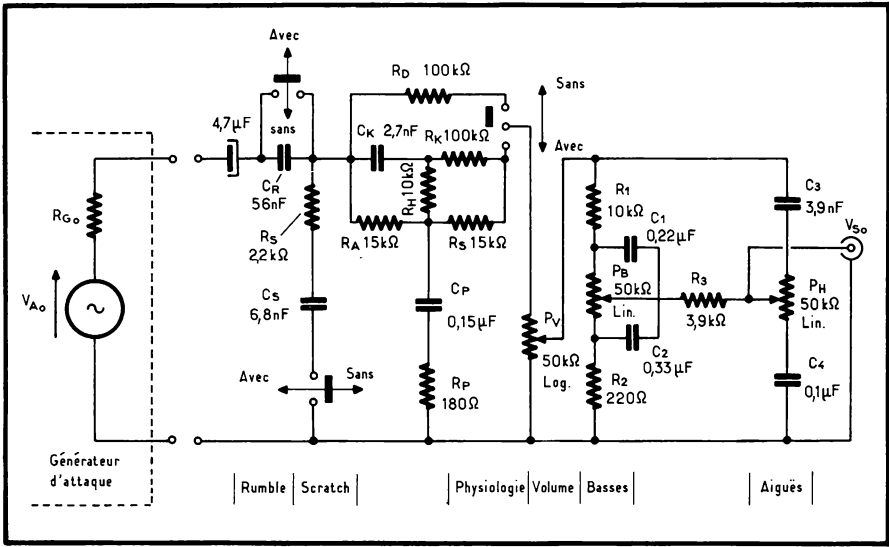


Fig. 36. — Système complet de transfert et ensemble de correction.

La figure 36 donne le schéma complet du système de transfert, c'est-à-dire, que tous les circuits de corrections — progressifs, et à clés — y sont représentés.

Tous les circuits à clés doivent être mis en service, le potentiomètre de volume P_V au maximum et les potentiomètres P_B et P_H (basses et aiguës), à mi-course (le circuit de correction du rumble ne joue pratiquement aucun rôle à 1000 Hz).

Les divers affaiblissements sont de l'ordre :

$$\begin{aligned} \text{Scratch} &\approx 3 \text{ dB} \\ \text{Loudness} &\approx 10 \text{ dB} \\ \text{Baxandall} &\approx 0 \\ \text{Total} &= 13 \text{ dB} \end{aligned}$$

Nous utilisons un affaiblissement global de 15 dB ce qui donne :

$$15 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{A_0}}{V_{S_0}}$$

$$0,75 = \log \frac{V_{A_0}}{V_{S_0}}$$

$$\frac{V_{A_0}}{V_{S_0}} \approx 5,6$$

pour $V_{A_0} = 50 \text{ mV}$

$$\text{on a : } V_{S_0} = \frac{V_{A_0}}{5,6} \approx 8,8 \text{ mV}$$

$V_{s_0} = 8,8 \text{ mV}$ est donc le signal qui va être appliqué à l'entrée de la deuxième section du préamplificateur. Pour une tension de sortie de l'ordre de 1 volt, le gain en tension de cette section amplificatrice est :

$$G_{V_i} = \frac{1}{0,0088} = 113...$$

Faisons $G_{V_i} = 120$ et calculons un ensemble à deux transistors combinés comme le montre la figure 37. Il s'agit de deux transistors complémentaires T_1 ($n-p-n$), T_2 ($p-n-p$). Analysons plus en détails le schéma. On observe déjà une particularité intéressante, qui consiste à prendre la tension de polarisation de la base de T_1 à partir de la tension d'émetteur de T_2 . La résistance R_6 est par conséquent parcourue d'une part par le courant d'émetteur de ce transistor, et d'autre part par le courant de polarisation I_p qui circule dans les résistances du pont de base de T_1 , R_2 et R_3 . Nous pouvons aussi observer que la résistance d'émetteur de T_1 (R_e) et celle de l'émetteur de T_2 ($R_{e(2)}$), ne sont pas découplées, dans ces conditions, chacune de ces résistances va introduire un taux de contre-réaction qui permet la linéarisation du montage; sur le plan gain en tension, celui-ci sera en réalité plus faible que celui fixé au départ ($G_{V_i} = 120$), mais 120 étant déjà une valeur optimiste on peut par conséquent calculer le montage pour 120 de gain sans tenir compte de l'effet de contre-réaction apporté par les deux résistances citées plus haut.

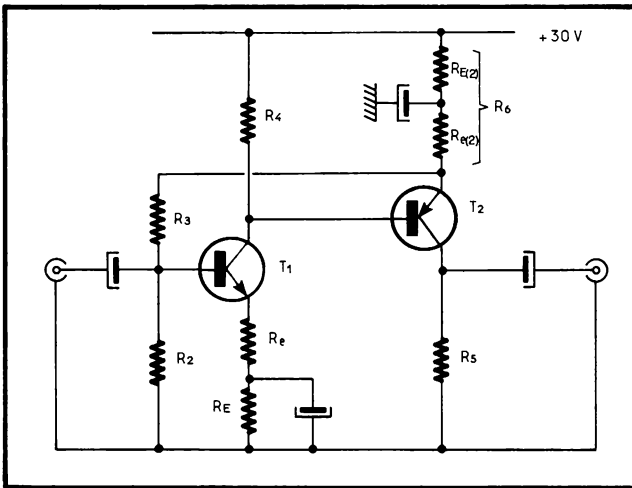


Fig. 37. — Combinaison amplificatrice à deux transistors complémentaires, constituant la deuxième section d'un préamplificateur.

Afin de ne pas détériorer les caractéristiques de sortie du circuit d'attaque (Baxandall), nous ferons une résistance d'entrée élevée, par exemple :

$$R_{ent(1)} = 100 \text{ k}\Omega$$

avec :

$$R_0 = 120 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 150 \text{ k}\Omega$$

ce qui donne :

$$R_e < \frac{R_0 R_{ent}}{\beta (R_0 - R_{ent})}$$

avec : $\beta = 100$, il vient :

$$R_e < \frac{120 \times 100}{100 \times 20} = R_e < 6 \text{ k}\Omega$$

on peut faire :

$$R_e = 100 = 0,1 \text{ k}\Omega$$

on a par la suite :
$$R_3 = \frac{R_2 R_0}{R_2 - R_0} = \frac{150 \times 120}{30} = 600 \text{ k}\Omega$$

pour laquelle nous adopterons la valeur normalisée : 560 k Ω .

Les transistors T_1 et T_2 étant supposés au silicium, on a :

$$V_{EB} = 0,7 \text{ volt}$$

Fixons les gains en tension et en courant de T_1 aux valeurs suivantes :

$$G_{i(1)} = 80, G_{V(1)} = 10$$

on sait que :

$$G_V = G_i \frac{R_S}{R_{ent}}, G_i = \beta \frac{R_S}{R_C}$$

d'où :
$$R_{S(1)} = R_{ent(1)} \frac{G_{V(1)}}{G_{i(1)}} = 100 \frac{10}{80} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = R_4 = R_{S(1)} \frac{\beta}{G_{i(1)}} = 12,5 \text{ k}\Omega \frac{100}{80} \approx 15 \text{ k}\Omega$$

avec un courant de collecteur $I_{C(1)} = 0,8 \text{ mA}$ il vient :

$$V_{R_4} = R_4 I_{C(1)} = V_{EB(2)} + V_{E(2)} = 15 \times 0,8 = 12 \text{ volts}$$

$$V_{E(2)} = V_{R_4} - V_{EB(2)} = 12 - 0,7 = 11,3 \text{ volts}$$

$$V_{R_2} = V_{E(2)} \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 11,3 \frac{150}{710} = 2,373 \text{ volts}$$

$$I_{P_0} = \frac{V_{R_2}}{R_2} = \frac{2,373}{150} = 0,01582 \text{ mA}$$

(ce courant, s'il n'apparaît pas négligeable devant le courant de collecteur de T_2 qui va être fixé, doit être ajouté à $I_{C(2)}$ pour calculer R_6).

On a par suite :

$$R_e + R_E = \frac{V_{R_2} - V_{EB}}{I_{C(1)}} = \frac{2,373 - 0,7}{0,8} \approx 2 \text{ k}\Omega$$

Faisons $R_E = 1,8 \text{ k}\Omega$ et maintenons $R_e = 100 \Omega$.

Pour T_2 , prévoyons une résistance d'entrée de 50 k Ω

$$R_{ent(2)} = 50 \text{ k}\Omega$$

avec $\beta = 100$ (comme pour T_1)

cela donne :

$$V_{ent(2)} = V_{S(1)} \frac{R_{ent(2)}}{R_{ent(2)} + R_{S(1)}} = G_{V(1)} \times V_{ent(1)} \frac{R_{ent(2)}}{R_{ent(2)} + R_{S(1)}}$$

$$V_{ent(2)} = 70 \text{ mV.}$$

Pour une tension-signal de 1 volt en sortie de T_2 , le gain en tension de ce transistor est :

$$G_{V(2)} = \frac{V_{S(2)}}{V_{ent(2)}} = \frac{1}{0,07} \approx 14$$

on a également : $R_{ent(2)} = \beta \left(\frac{V_{EB}}{I_{C(2)}} + R_{e(2)} \right) = 50 \text{ k}\Omega$

$$0,5 = \frac{V_{EB}}{I_{C(2)}} + R_{e(2)}$$

avec $R_{e(2)} = 33 \Omega = 0,033 \text{ k}\Omega$; on a :

$$I_{C(2)} = \frac{V_{EB}}{0,5 - 0,033} = \frac{0,7}{0,467} \approx 1,5 \text{ mA}$$

Ce courant est suffisamment élevé pour négliger le courant de polarisation I_{p_0} précédemment établi, dans le calcul de

$$R_6 = R_{E(2)} + R_{e(2)} = \frac{V_{E(2)}}{I_{C(2)}} = \frac{11,3}{1,5} = 7,53 \text{ k}\Omega$$

on peut faire $R_{E(2)} = 7,5 \text{ k}\Omega$ et maintenir $R_{e(2)}$ à 33Ω
avec : $G_{i(2)} = G_{i(1)} = 80$ il vient : $R_6 = R_{E(2)} + R_{e(2)}$

$$R_{S(2)} = R_{ent(2)} \frac{G_{V(2)}}{G_{i(2)}} = 50 \frac{14}{80} = 8,75 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = R_{S(2)} \frac{\beta}{G_{i(2)}} = 8,75 \frac{100}{80} \approx 10 \text{ k}\Omega$$

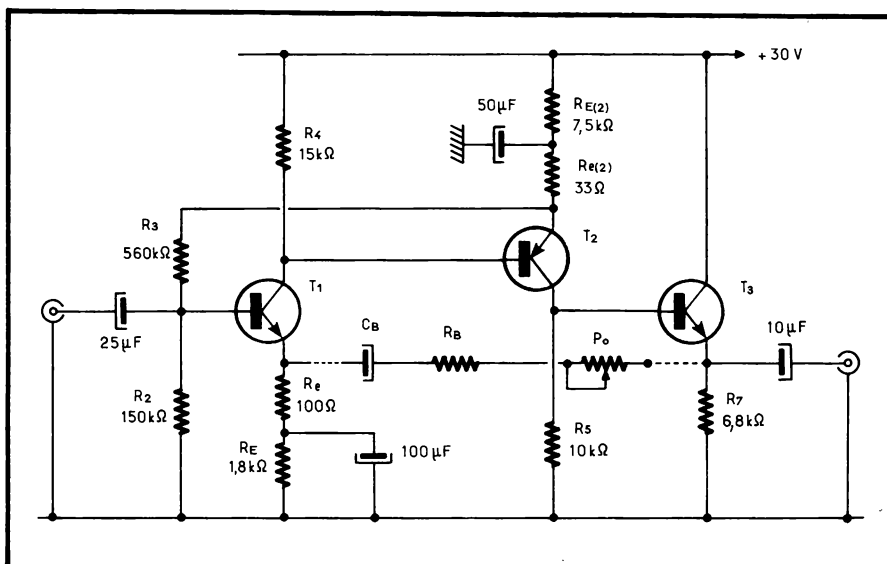


Fig. 38. — Étape de sortie d'un préamplificateur conçu pour l'attaque d'un amplificateur de puissance.

d'où :
$$V_{CE(2)} = V_{CC} - (V_{E(2)} + V_{R_s})$$

soit :
$$V_{CE(2)} = 30 - (11,3 + 10 \times 1,5) \approx 4 \text{ volts}$$

Observons, qu'au prix d'un transistor supplémentaire, monté en collecteur commun, on peut réduire la résistance de sortie de l'ensemble à quelques dizaines d'ohms.

La figure 38 donne le schéma complet du montage qui vient d'être calculé, auquel on a ajouté un étage à collecteur commun, calculé pour un courant de collecteur de 2 mA.

$$R_7 = \frac{V_{R_s} - V_{EB}}{I_{C(3)}} = \frac{15 - 0,7}{2} \approx 6,8 \text{ k}\Omega$$

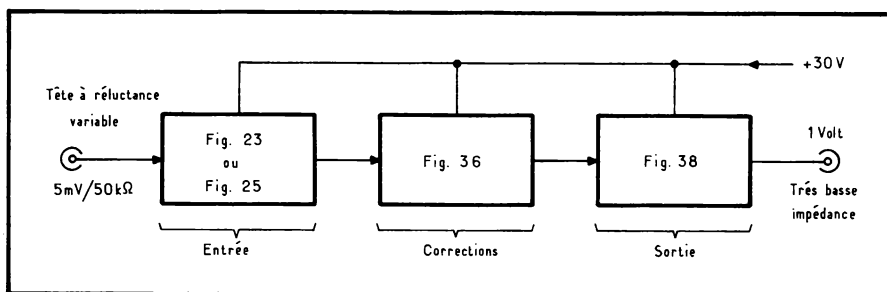


Fig. 39. — Synoptique d'un préamplificateur conçu au moyen des divers montages calculés.

L'ensemble C_B , R_B et P_0 constitue le circuit de balance — équilibrage — dans le cas d'un fonctionnement en stéréophonie.

La figure 39 donne le synoptique d'un préamplificateur construit au moyen des circuits qui ont été étudiés et calculés.

13.3.2. — Notions de bruits dans les amplificateurs

Sans qu'il soit question d'introduire ici une analyse du phénomène « bruit » — qui est extrêmement complexe — il apparaît toutefois utile de donner quelques précisions sur ce phénomène qui, toujours présent, altère la qualité d'une audition.

Contentons-nous d'affirmer que l'étage d'entrée est le plus sensible au bruit. Les signaux appliqués à l'entrée de cet étage sont le plus souvent de faible amplitude. On conçoit que le bruit doit être maintenu aussi bas que possible. Si nous précisons que l'origine des bruits se situe d'une part, à l'extérieur de l'étage — ces bruits sont en général de faible puissance — et d'autre part, dans l'agitation thermique et au niveau des éléments tels les transistors et les différentes résistances. Nous admettrons, que si nous ne pouvons pratiquement pas agir sur les bruits extérieurs, on peut toujours le faire sur les bruits qui prennent naissance au sein même de l'étage. Une première mesure consiste à mettre en œuvre des courants

de faibles amplitudes. Les étages d'entrée fonctionnent en général avec des courants de l'ordre de $100\text{ }\mu\text{V}$ à $300\text{ }\mu\text{V}$. Une autre mesure consiste à utiliser des tensions d'alimentation V_{CC} relativement basses. D'une manière générale nous retiendrons ces deux précautions qui sont les plus efficaces.

14.3.2. — Conclusion

La conclusion sera brève. Nous voulons seulement faire observer le côté pratique des méthodes d'analyse qui ont été appliquées, et les systèmes de calcul qui ont été retenus.

Nous engageons le lecteur à bien faire attention avant de se lancer dans l'étude d'un montage. Ce genre de problème se traite avec grande circonspection et beaucoup de prudence, la qualité des résultats en dépend. Le sérieux que l'on y apportera n'est jamais peine perdue. Il n'y aura personnalisation du montage que si la participation est elle-même plus effective, et la personnalité de l'individu plus engagée. La pratique de la préamplification est de loin la plus complexe, en raison de la diversité des sources de signaux qui sont mises en œuvre, des difficultés que l'on rencontre souvent pour se procurer le matériel nécessaire, notamment les potentiomètres, et des divers circuits de corrections qu'il faut élaborer.

CHAPITRE 4

SCHÉMAS DE PRÉAMPLIFICATEURS

Un certain nombre de schémas de préamplificateurs basses fréquences est donné à titre d'exemple. Il est certain que ces montages ont fait leurs preuves, et que chacun d'eux présente ses caractéristiques propres. Les partisans du « moindre effort » peuvent toujours les « pomper » et obtenir d'excellents résultats, sans pour autant en revendiquer une paternité quelconque. L'auteur, quant à lui, n'en conseillera aucun. Ils sont tous de très bonne qualité, et de choix difficile. Afin d'éviter toute influence, l'auteur se contente de les soumettre le plus simplement du monde, à l'appréciation du lecteur, en précisant la provenance et les caractéristiques.

1.4.2. — Préamplificateurs d'entrée DUAL TVU 40 et TVU 41

Il s'agit d'un double étage d'entrée prévu pour un fonctionnement en stéréophonie comportant deux entrées, l'une adaptable à une tête magnétique — à réluctance variable — l'autre adaptable à une tête de lecture à cristal.

Les caractéristiques sont les suivantes :

- Bande passante : à 1 dB-20 Hz à 20 kHz
- Facteur de distorsion : $\leq 0,5 \%$ pour une sortie de 1,5 V
- Résistance d'entrée : $R_{ent} = 20 \text{ k}\Omega$
- Résistance de sortie : $< 100 \text{ k}\Omega$
- Facteur de bruit : -70 dB
- Tous les transistors du type : TF 65 — ou équivalent

(schéma figure 40).

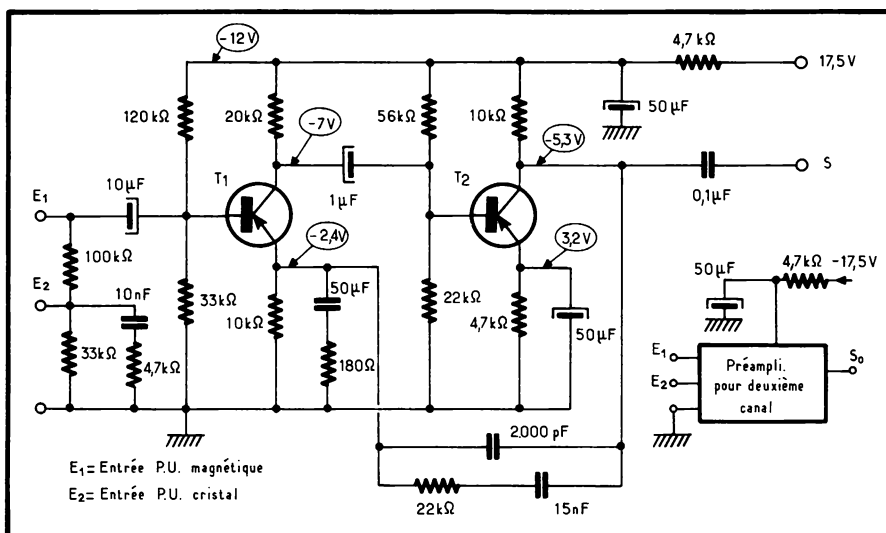


Fig. 40. — Préamplificateur d'entrée - Dual TVV 40 et TVV 41.

2.4.2. — Préamplificateur d'entrée SIEMENS

C'est un étage d'entrée alimenté sous 19 volts, avec une commutation d'entrée permettant l'adaptation d'une tête magnétique ou d'une tête cristal (Xtal). Les caractéristiques générales sont proches de celles du montage de la figure 40 (schéma figure 41).

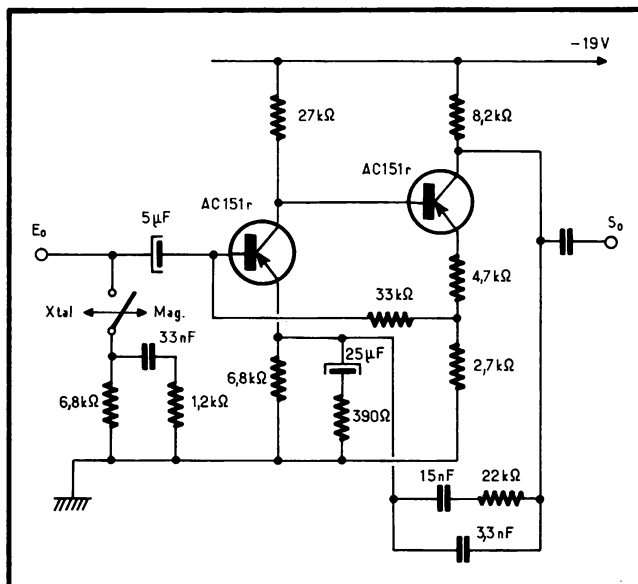
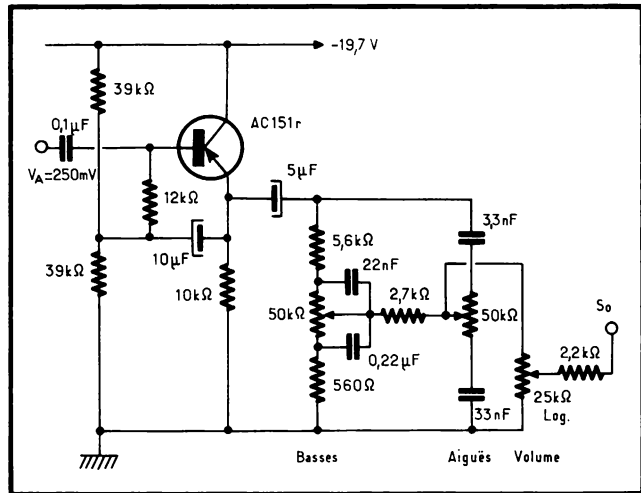


Fig. 41. — Préamplificateur d'entrée Siemens.

3.4.2. — Préamplificateur haut niveau SIEMENS

Ce préamplificateur a un seul transistor utilisé en collecteur commun, admet sur son entrée un signal à fort niveau (350 mV) sous une impédance d'attaque de 100 k Ω . On trouve sur la sortie du transistor un système de corrections progressives de bouts de bande du type Baxandall parallèle (schéma figure 42).

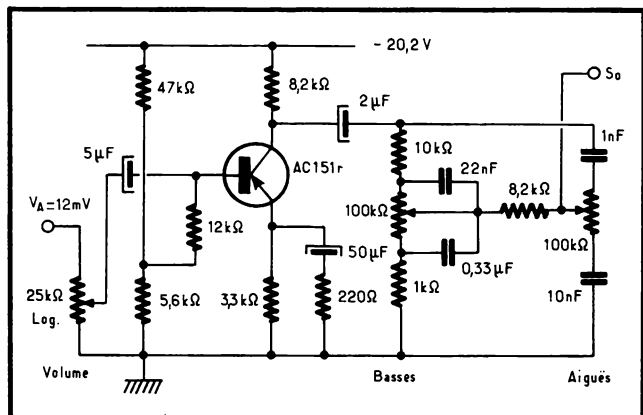
Fig. 42. — Préamplificateur Siemens à haut niveau, avec correcteur de bouts de bandes de type Baxandall parallèle.



4.4.2. — Préamplificateur faible niveau SIEMENS

Contrairement au précédent, ce préamplificateur à un seul transistor utilisé en émetteur commun, attaque un système Baxandall parallèle. Il admet sur son entrée des signaux à faibles niveaux (12 mV) (schéma figure 43).

Fig. 43. — Préamplificateur Siemens à faible niveau, avec correcteur Baxandall parallèle.



5.4.2. — Préamplificateur haut niveau SIEMENS

Ce préamplificateur, de conception plus moderne, utilise un transistor *n-p-n* du type BC 149, monté en collecteur commun. Ses performances sont proches de celles du montage de la figure 42 (schéma figure 44).

Caractéristiques générales :

- Résistance d'entrée : $\approx 1 \text{ M}\Omega$
- Bande passante : 23 Hz à 27 kHz
- Rapport signal/bruit : -68 dB.

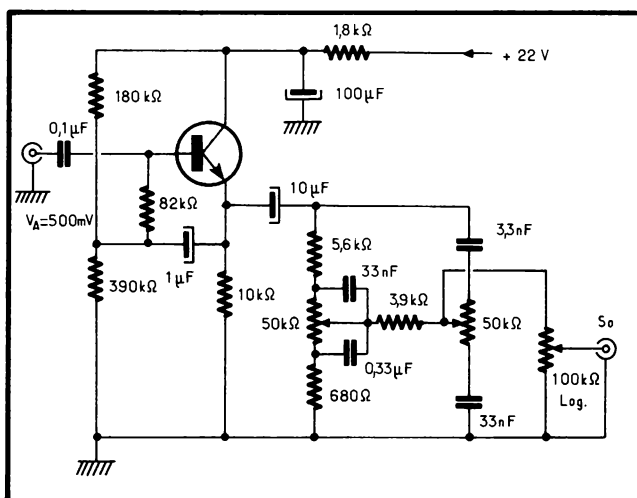


Fig. 44. — Préamplificateur Siemens utilisant un transistor NPN d'un type plus évolué.

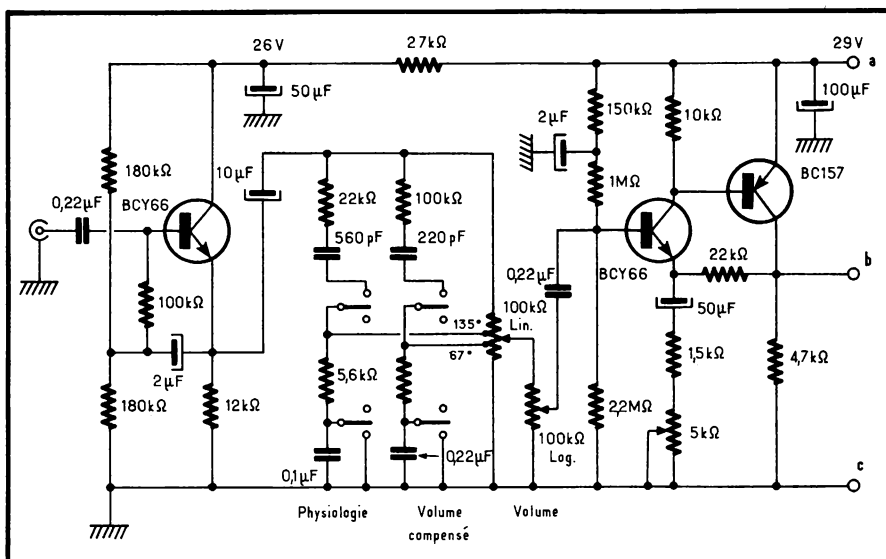


Fig. 45. — Première section d'un préamplificateur de hautes performances de Siemens.

6.4.2. — Préamplificateurs plus élaborés de SIEMENS

De conception plus récente, les préamplificateurs des figures 45 et 45 bis, sont de très bonne qualité et présentent d'excellentes performances. Ils répondent à un grand nombre de possibilités de réglages et corrections. Leurs caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- Niveau d'entrée : 300 mV
- Résistance d'entrée : $> 1 \text{ M}\Omega$
- Niveau de sortie nominal : 1 V
- Résistance de sortie : 5 k Ω
- Distorsion pour 1 volt de sortie : $< 0,1 \%$
- Bande passante : 20 Hz à 20 kHz
- Facteur de bruit : $> 80 \text{ dB}$.

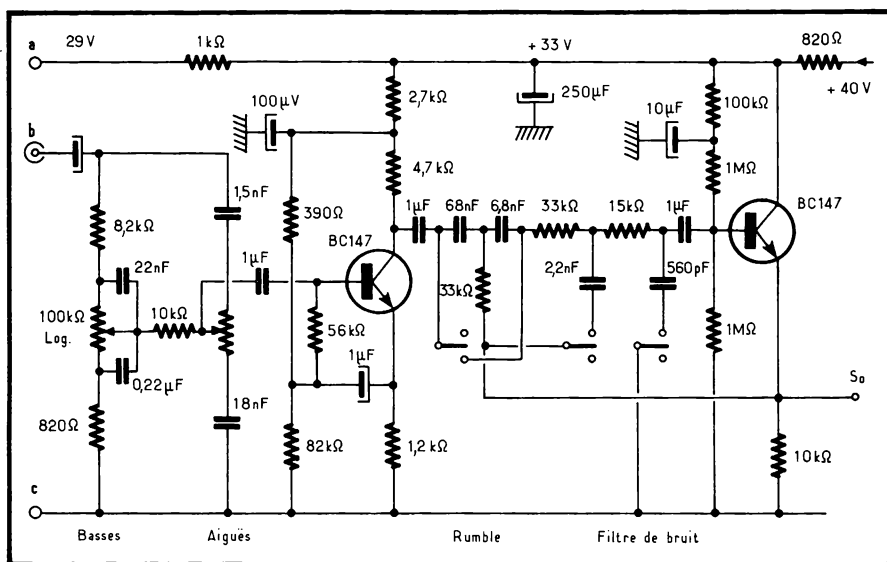


Fig. 45 bis — Section de sortie du préamplificateur Siemens de la figure 45.

7.4.2. — Préamplificateur ATES de bonne conception

La figure 46 donne le schéma complet d'un excellent préamplificateur complet. La sélection des sources d'entrée peut s'effectuer soit au moyen d'un commutateur multiple, soit au moyen d'un clavier. Les corrections d'égalisation sont réalisées au moyen de circuits de contre-réaction. Le système de corrections de bords de bande utilise le mode de contre-réaction, déjà décrit.

Les performances sont les suivantes :

Pour 1 volt de sortie à 1000 Hz

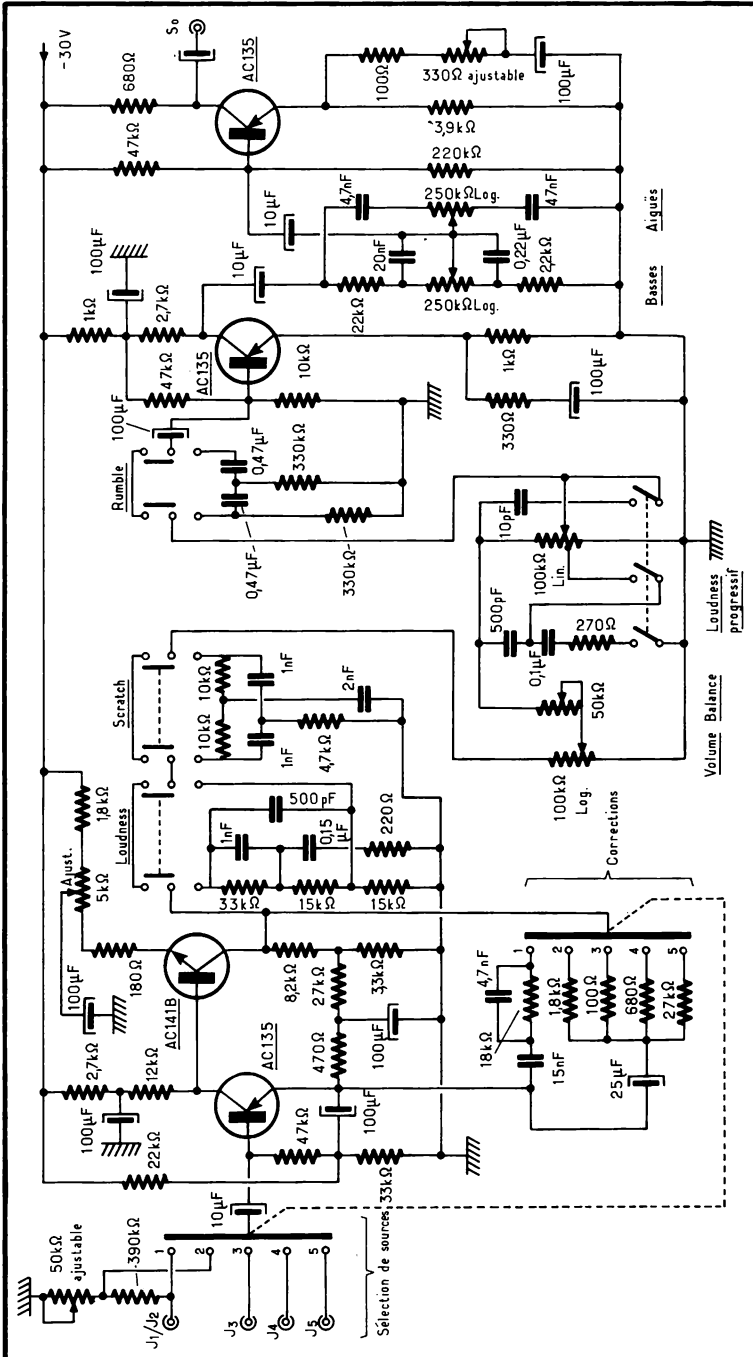


Fig. 47. — Préamplificateur à grandes performances de ATEs

- Niveaux et impédances d'entrée pour les différentes sources :

J_1	3	mV	$>30\text{ k}\Omega$
J_2	250	mV	$>500\text{ k}\Omega$
J_3	50	mV	700 k Ω
J_4	50	mV	700 k Ω
J_5	1,5	mV	250 Ω

- Facteur de bruit : -60 dB
- Résistance de sortie : $10\text{ k}\Omega$.

8.4.2. — Préamplificateur ATES de performances plus avancées

La figure 47 donne le schéma d'un préamplificateur extrêmement complet qui a la propriété essentielle de satisfaire à toutes les exigences. Ses performances sont les suivantes pour 100 mV de sortie à 1000 Hz :

- Niveaux d'entrée pour les différentes sources :

J_1	1	mV	$>47\text{ k}\Omega$
J_2	200	mV	$>410\text{ k}\Omega$
J_3	40	mV	500 k Ω
J_4	20	mV	600 k Ω
J_5	1	mV	160 k Ω

- Facteur de bruit : 70 dB
- Distorsion à 1000 Hz : (J_3) $<0,2\%$
- Résistance de sortie : $\geq 600\text{ }\Omega$.

Le préamplificateur (fig. 48) a un certain nombre de points communs avec celui de la figure 47, et utilise en outre diverses améliorations (un transistor de plus), et quelques variantes concernant les corrections à clés de rumble, de scratch, et possède notamment un système d'inversion de canaux.

9.4.2. — Étage d'entrée pour tête magnétique, de SGS

Le schéma de la figure 49 représente un montage extrêmement valable pour être utilisé en étage d'entrée pour une tête à réluctance variable. Les transistors utilisés sont modernes et leurs caractéristiques très avantageuses.

Performances à 1000 Hz pour un signal de sortie de 200 mV :

- Niveau d'entrée : $4,5\text{ mV}$
- Impédance d'entrée : $50\text{ k}\Omega$
- Gain dynamique : 28 dB
- Distorsion : $<0,1\%$
- Facteur de bruit : $>65\text{ dB}$
- Bande passante : $20\text{ Hz à }20\text{ kHz}$.

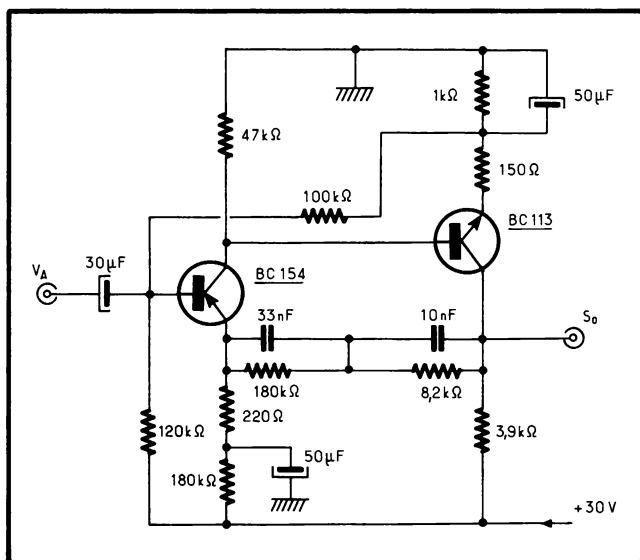


Fig. 49. — Étage d'entrée pour correction tête magnétique de SGS.

10.4.2. — Étage d'entrée pour bande magnétique, de SGS

Il s'agit d'un montage de conception proche de celle du montage de la figure 49. Cet étage est corrigé pour adapter sur son entrée une bande magnétique. La figure 50 en donne le schéma.

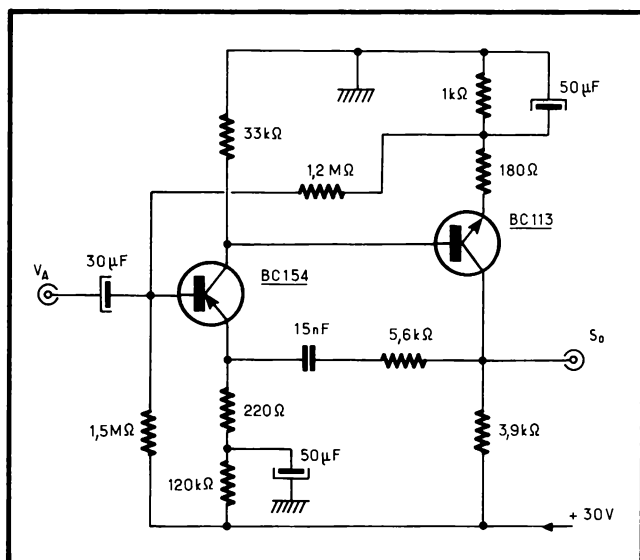


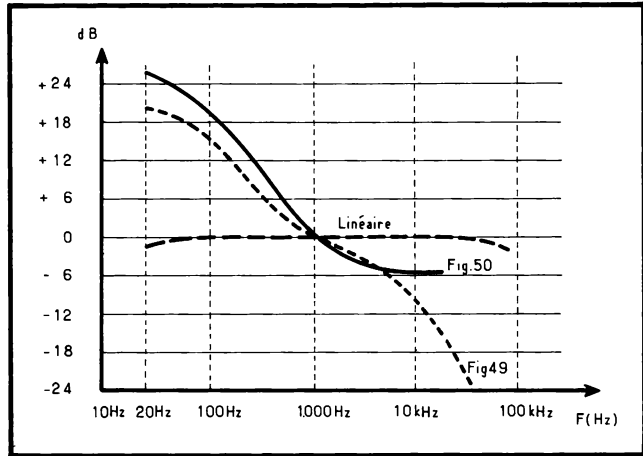
Fig. 50. — Étage d'entrée pour correction bande magnétique de SGS.

Ses performances sont les suivantes :

Sortie 200 mV à 1000 Hz

- Niveau d'entrée : 4 mV
- Gain dynamique : 28 dB
- Distorsion : $< 0,1 \%$
- Facteur de bruit : > 65 dB.

Fig. 51. — Courbes de correction obtenues avec des montages des figures 49 et 50.



La figure 51 donne l'allure des courbes obtenues avec les montages des figures 49 et 50.

11.4.2. — Préamplificateur complet de SGS

C'est un excellent montage capable de hautes performances. Il contient toutes les corrections possibles. Les caractéristiques données ci-dessous se passent de tous commentaires (fig. 52).

Mesures effectuées à 1000 Hz pour 1 volt de sortie :

Niveaux d'entrée

- Radio : 140 mV 65 dB
- Bande magnétique : 4,5 mV 55 dB
- Microphone : 1,4 mV 55 dB
- Pick-up magnétique : 6 mV 65 dB
- Pick-up piézoélectrique : 130 mV 65 dB.

Réponses en fréquence (aucun filtre en action, commandes de tonalité en position médiane)

- Radio : 20 Hz à 20 kHz ± 1 dB
- Bande magnétique : selon correction des figures 49 et 51, 20 Hz à 20 kHz ± 1 dB
- Microphone : 20 Hz à 20 kHz ± 1 dB
- PU magnétique : (identique à bande magnétique)

- PU piézoélectrique : (identique à bande magnétique)
- Distorsion toutes entrées : $< 0,1 \%$
(par rapport à la sensibilité normale) : 28 dB
- Dynamique admissible
- Impédance d'entrée toutes entrées) : 50 k Ω
- Contrôles de tonalité (par rapport au 1000 Hz) :
 - Amplification maximale à 20 Hz +14 dB
 - Atténuation maximale à 20 Hz -14 dB
 - Amplification maximale à 20 kHz +17 dB
 - Atténuation maximale à 20 kHz -14 dB

12.4.2. — Préamplificateur COMPELEC

(Actuellement la société Compelec et la Radio Technique forment la firme RTC — La Radiotechnique-Compelec.) Si le schéma de la figure 53 est inclus dans le présent ouvrage, c'est en raison des résultats exceptionnels obtenus lors de sa réalisation par l'auteur.

13.4.2. — Préamplificateur COPRIM-RTC

Le préamplificateur dont le schéma est donné par la figure 54, possède toutes les corrections souhaitables. Les caractéristiques sont excellentes (Réf. RTC : 4311.027.03455).

Performances avec :

- a) $R = 180 \Omega$
- Position linéaire : 3,5 mV
 - Position tête magnétique : 10 mV
- $$\left. \begin{array}{l} \text{— Position linéaire : 3,5 mV} \\ \text{— Position tête magnétique : 10 mV} \end{array} \right\} V_{\text{sortie}} = 200 \text{ mV}$$
- b) $R = 330 \Omega$
- Position linéaire : 5 mV
 - Position tête magnétique : 15 mV
 - Impédance d'entrée à 1000 Hz : $\approx 100 \text{ k}\Omega$
 - Bande passante à $\pm 1,5 \text{ dB}$ 20 Hz à 30 kHz
 - Correcteur de tonalité $\pm 14 \text{ dB}$ à 50 Hz
 $\pm 16 \text{ dB}$ à 16 kHz.

14.4.2. — Préamplificateur Radiotechnique

Les possibilités du préamplificateur de la figure 55, sont suffisamment étendues pour le citer et le classer dans les catégories des montages de haute qualité.

Ses performances sont les suivantes :

- Distorsion $< 0,1 \%$
- Entrées (deux possibilités pour les entrées PU) :
 - a) 1 — PU magnétique 9 mV 4,1 k Ω
 - 2 — PU magnétique 20 mV 6 k Ω

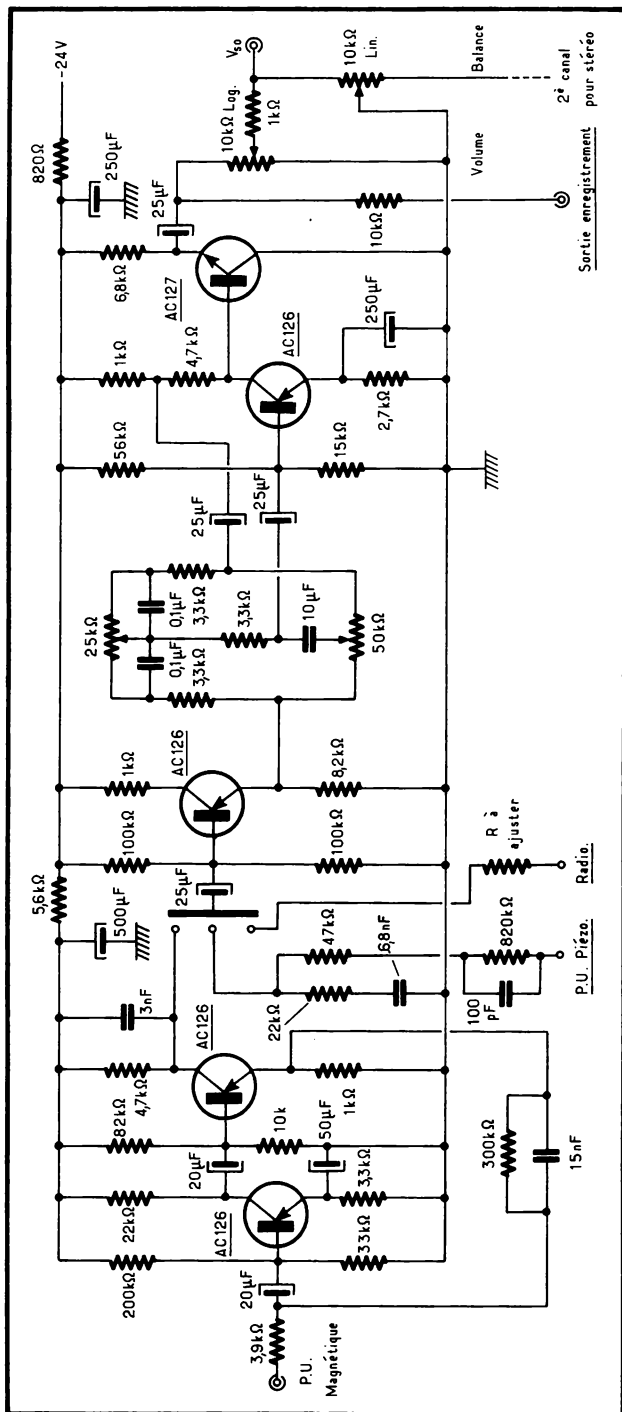


Fig. 53. — Préamplificateur Compelec.

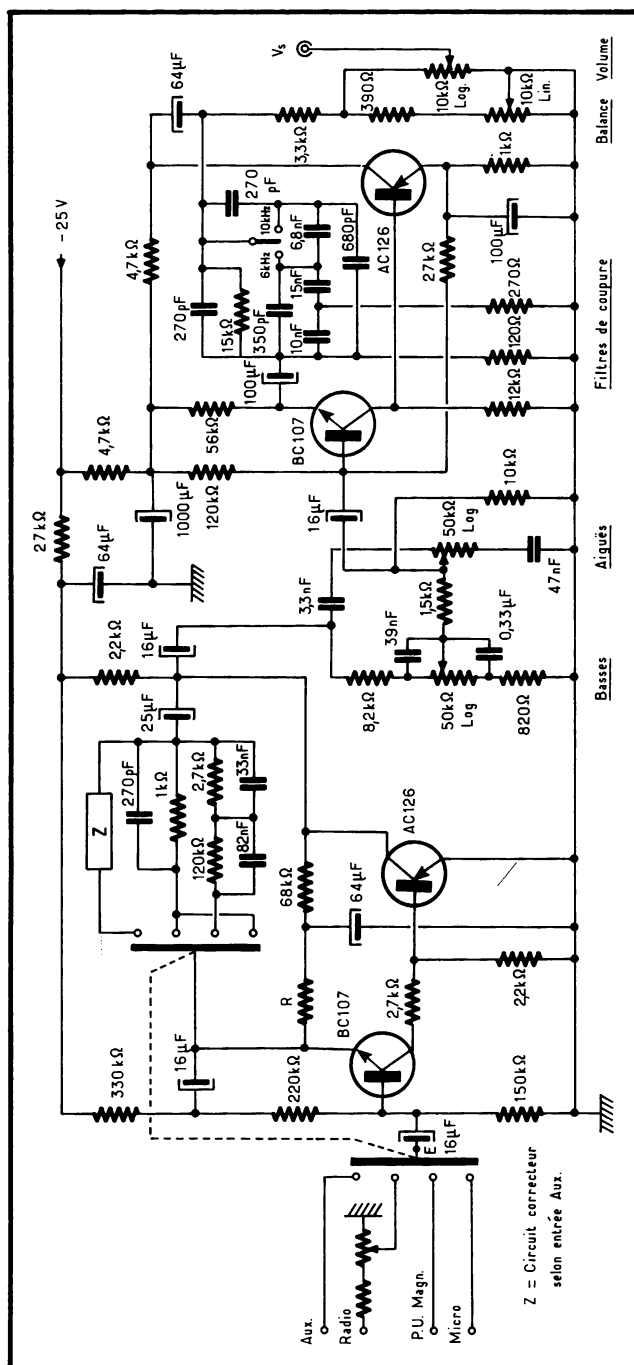


Fig. 54. — Préamplificateur Coprim-RTC de hautes performances.

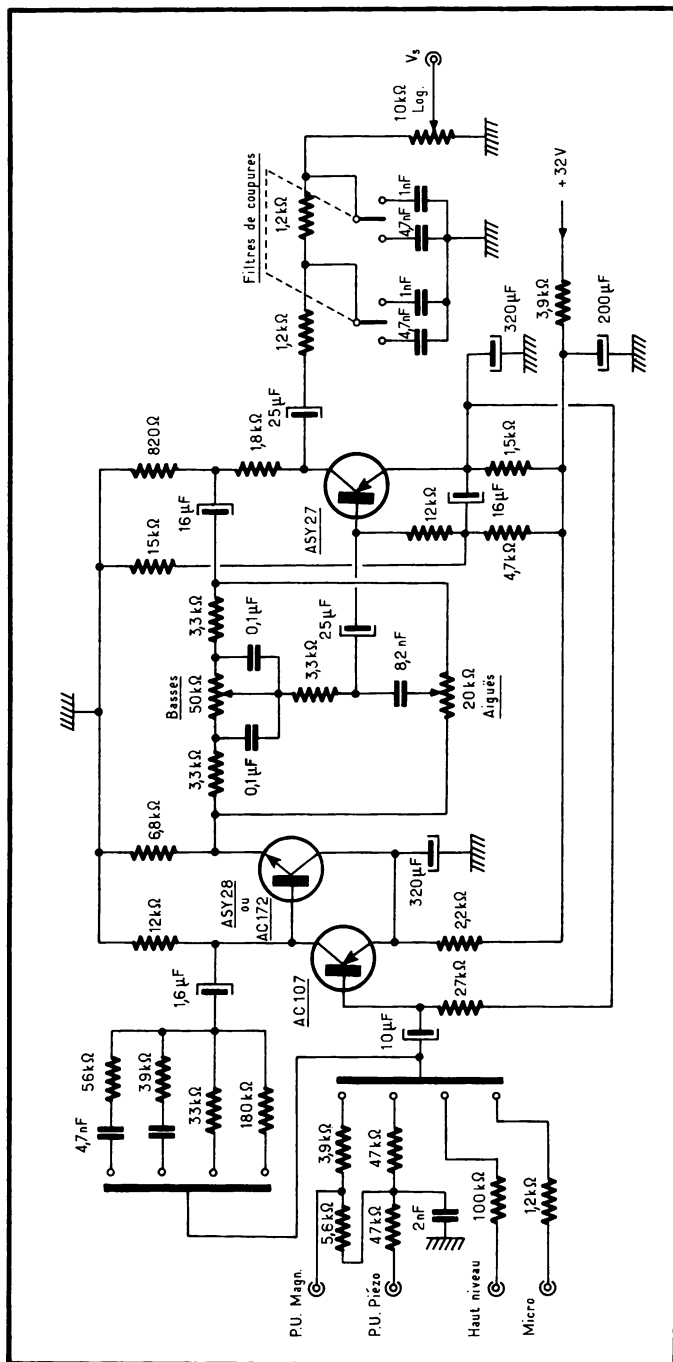


Fig. 55. — Préamplificateur Radiotechnique.

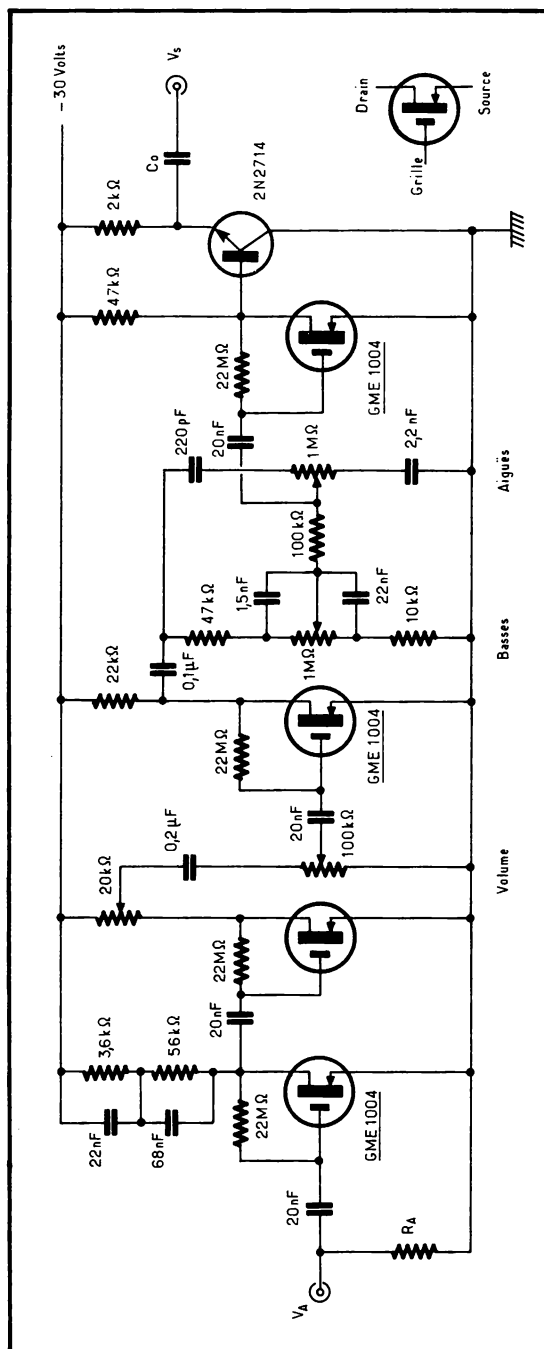


Fig. 56. — Préamplificateur à transistors à effet de champ.

- b) 1 — PU cristal 250 mV 75 k Ω
- 2 — PU cristal 350 mV 75 k Ω
- c) 3 — Radio haut niveau 350 mV 85 k Ω
- d) 4 — Microphone 2 mV 2 k Ω
- Correcteurs de tonalité :
- Basses (40 Hz) de +14 dB à -16 dB
- Aiguës (10 kHz) de +13,5 dB à -12 dB
- Niveau de sortie à 1000 Hz : 300 mV.

15.4.2. — Préamplificateur à transistors à « effet de champ »

Le préamplificateur de la figure 56 est tiré d'une revue espagnole dont le nom échappe à l'auteur, il mérite d'être cité à cause de l'utilisation de transistors à effet de champ. Ces composants sont appelés à remplacer dans nombreux domaines de l'électronique, les transistors classiques.

16.4.2. — Préamplificateur haut niveau d'INTERMÉTAL

Sur la note d'application fournie par Intermétal, le préamplificateur de la figure 57 est associé à un amplificateur de puissance délivrant 12 watts. Nous donnons seulement le schéma de la partie préamplificateur à cause de sa simplicité et de ses bonnes caractéristiques.

Les performances sont les suivantes :

- Bande passante à $\pm 1,5$ dB — 40 Hz à 20 kHz
- Contrôles de tonalité : 60 Hz ± 15 dB
 12 kHz ± 15 dB
- Distorsion à 1000 Hz : $< 1,5$ %
- Résistance d'entrée : 1 M Ω
- Niveau de sortie : ≈ 400 μ V.

17.4.2. — Préamplificateur RCA

Le préamplificateur de la figure 58 est prévu pour quatre sources d'entrée dont trois fournissent des niveaux réglables par potentiomètres. Ce préamplificateur donne de très bons résultats, ses performances sont les suivantes :

- Niveau d'entrée (PU magnétique à 1000 Hz : 2 mV
- Facteur de bruit : 70 dB
- Bande passante à 3 dB : 7 Hz à 26 kHz.

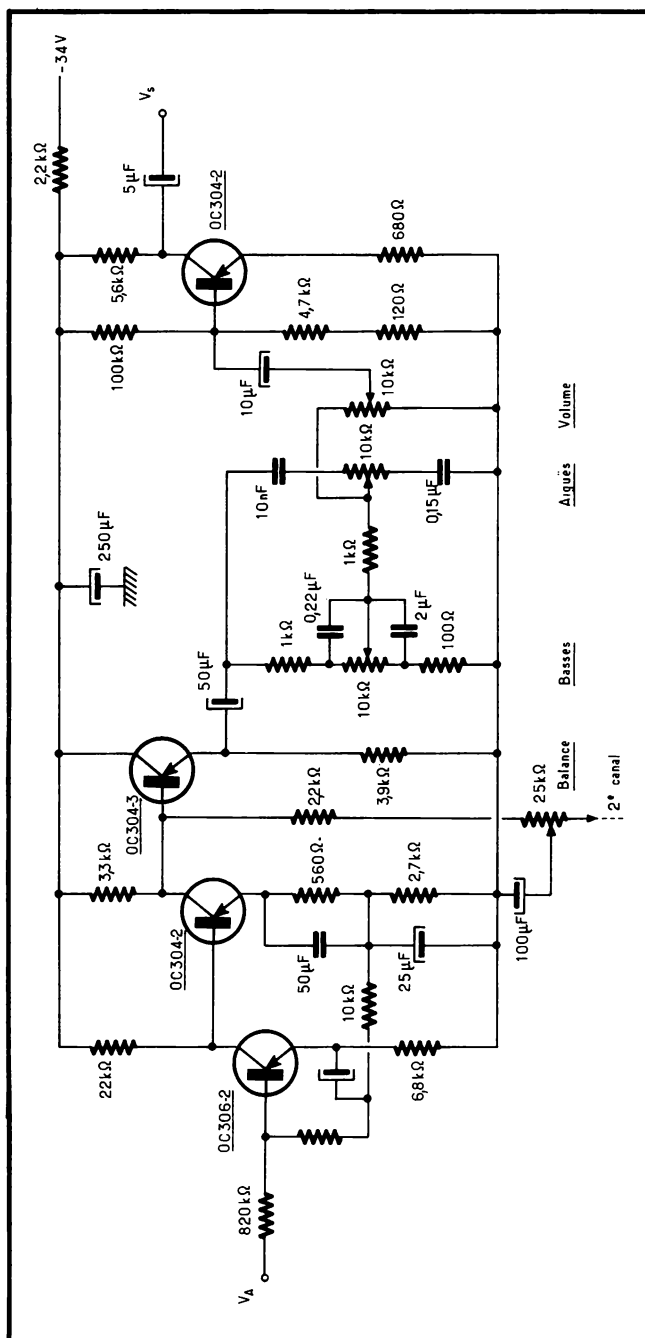


Fig. 57. — Préamplificateur Intermétal dissocié d'un ensemble stéréophonique de 2×12 Watts

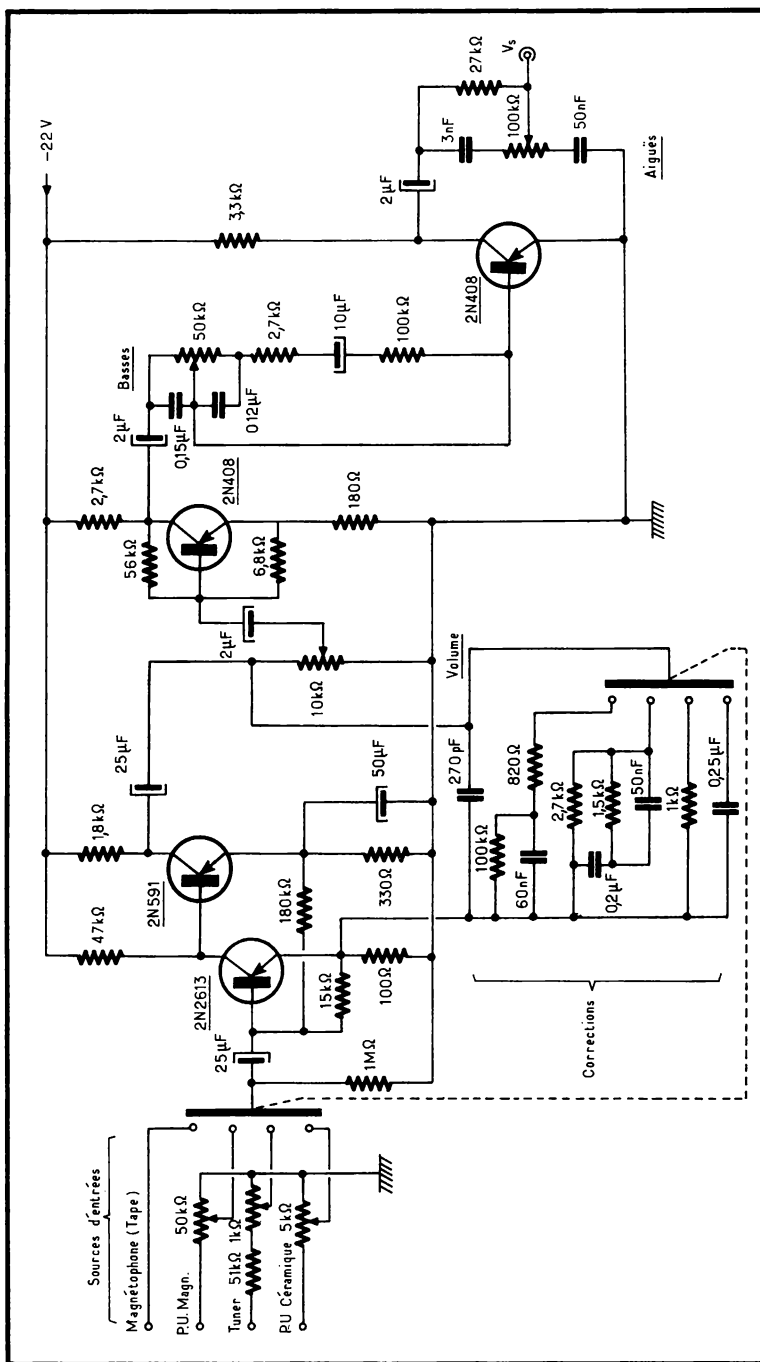


Fig. 58. — Préamplificateur RCA les contrôles de tonalité sont séparés.

18.4.2. — Préamplificateur type SESCO

Le préamplificateur de la figure 59 est prévu pour une seule entrée à deux corrections commutables.

— PU magnétique, ou magnétophone.

Nous n'avons pas les performances de ce montage, mais sa conception pratique mérite de le citer.

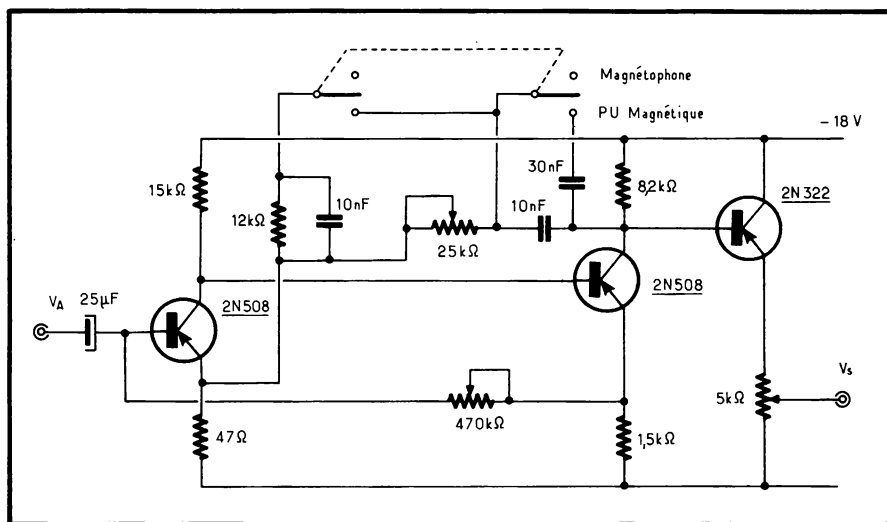


Fig. 59. — Préamplificateur SESCO à une entrée à double correction.

19.4.2. — Préamplificateur SESCOSEM de conception plus moderne

Comme le montre le schéma de la figure 60, ce préamplificateur contient tout ce qu'il faut pour obtenir un réel plaisir d'écoute. Toutes les corrections sont prévues pour une action progressive, ce qui procure une souplesse de réglage très intéressante.

La correction de gravure est produite par l'ensemble R_3 , C_7 et R_4 , C_6 en série (mode de correction étudié).

Quoique prévu pour plusieurs sources d'entrée — à condition de prévoir une commutation de sélection de source et de correction — il n'a été schématisé que le fonctionnement à tête magnétique (réductance variable).

PERFORMANCES GÉNÉRALES

- Gain global à 1000 Hz : 42 à 46 dB avec curseur de P_1 (médium) au point B —, P_2 et P_3 au maximum.
- Niveau de sortie maximal : 1,9 volt efficace

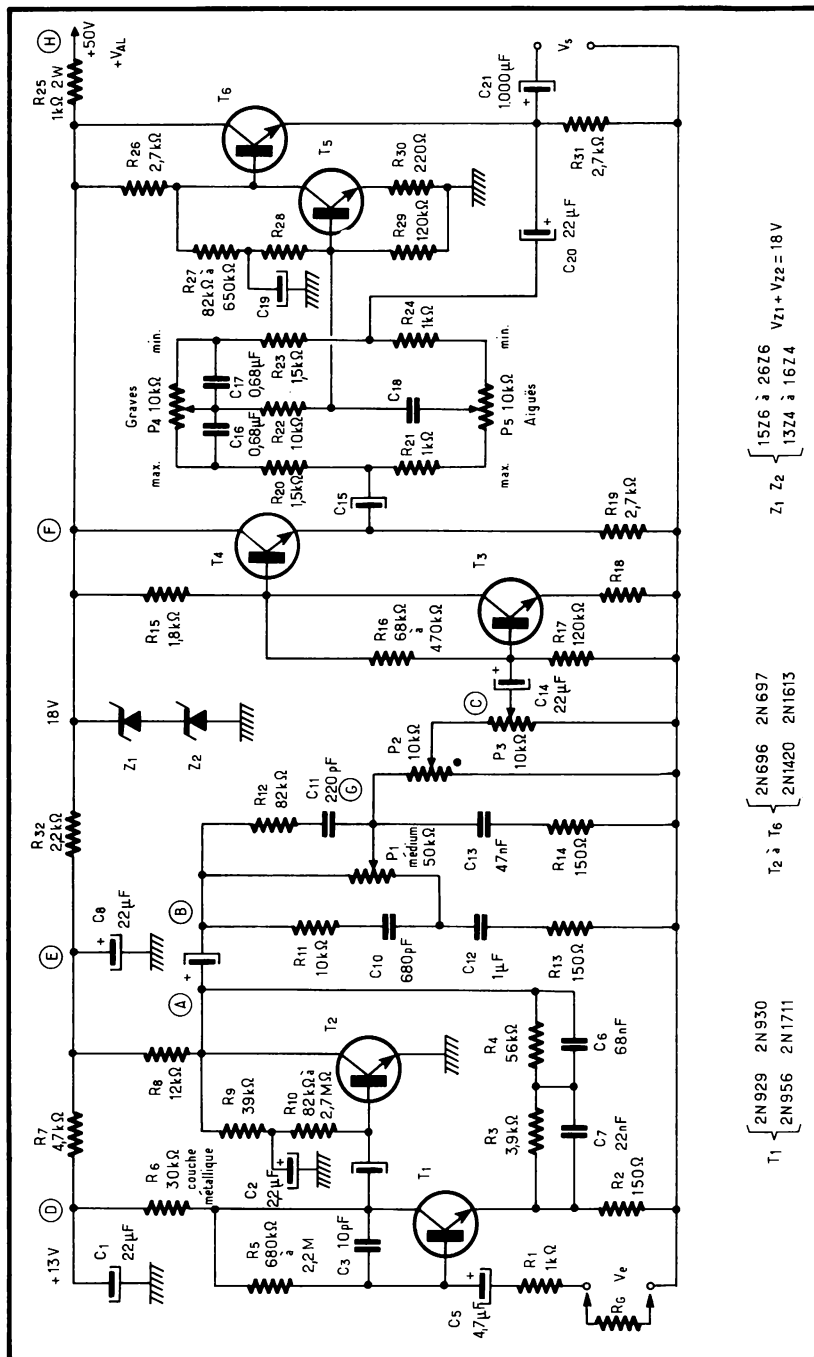


Fig. 60. — Préamplificateur Sescosem de conception plus moderne.

- Distorsion totale : de l'ordre de 0,25 %.
- Niveau d'entrée admissible : 10 à 15 mV
- Action des correcteurs :

P_4 (basses)	200 Hz de -2 dB à +2 dB
	150 Hz de -3 dB à +3 dB
	100 Hz de -5 dB à +4,6 dB
	80 Hz de -6 dB à +5,7 dB
	60 Hz de -8 dB à +7 dB
	40 Hz de -10,3 dB à +9 dB.

Pour les fréquences supérieures à 500 Hz P_4 n'agit pratiquement plus

P_5 (aiguës)	2 kHz de -1,6 dB à +2,5 dB
	3 kHz de -3 dB à +4,5 dB
	5 kHz de -6,5 dB à +7,5 dB
	7 kHz de -8,6 dB à +10 dB
	10 kHz de -11 dB à +12,5 dB
	15 kHz de -14 dB à +17 dB

Pour les fréquences inférieures à 1000 Hz, P_5 n'agit pratiquement plus.

FONCTION DE P_2 :

Le potentiomètre doit être réglé une fois pour toute de sorte que l'action de P_3 (volume), ne puisse agir au-delà d'un niveau maximal correspondant à la saturation de l'amplificateur de puissance qui sera alimenté par le préamplificateur.

Le chapitre des préamplificateurs resterait incomplet s'il n'était indiqué que les circuits intégrés commencent à prendre place dans ce domaine. Aussi, afin de combler cette lacune apparente, nous allons donner quelques schémas de préamplificateurs réalisés au moyen de circuits intégrés.

20.4.2. — Circuit intégré CA 3052 de RCA

Ce circuit intégré particulièrement conçu pour la réalisation de préamplificateurs basses fréquences, contient quatre sections identiques, il peut par conséquent, à lui seul fournir toutes les parties dynamiques d'un bon préamplificateur stéréophonique. La figure 61 représente le schéma électrique du composant lui-même et le brochage du boîtier. La figure 62 donne le schéma complet d'un ensemble stéréophonique.

Les performances sont les suivantes :

- Entrée PU magnétique
- Gain en tension à 1000 Hz : 47 dB
- Niveau de bruit :
- Volume au maximum : 60 dB au-dessous de 40 W
- Volume à zéro : 80 dB au-dessous de 40 W

Correcteurs de tonalité :

- Basses (100 Hz) : ± 10 dB
- Aiguës (10 kHz) : ± 10 dB

Interférence entre canaux : > 40 dB.

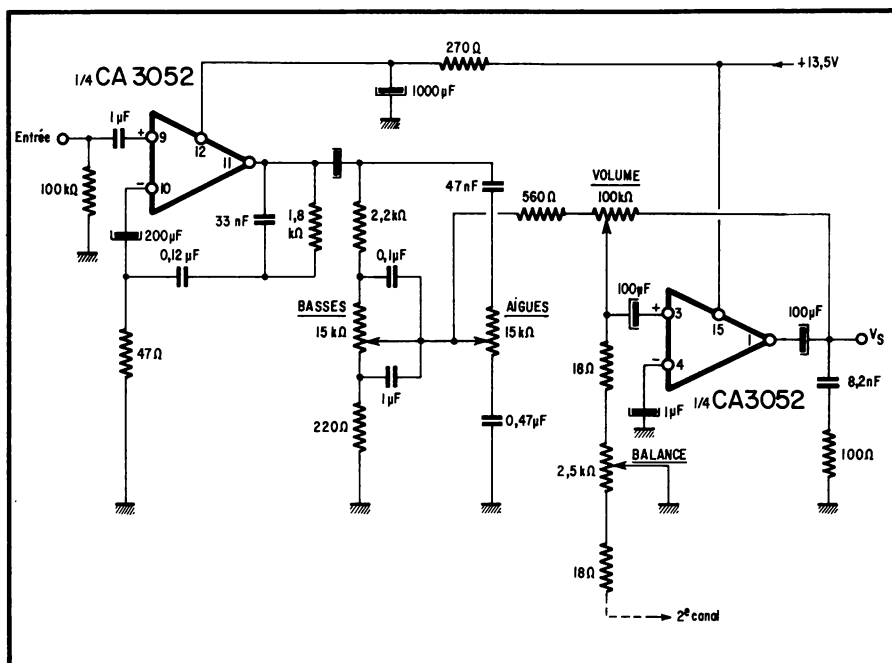


Fig. 65. — Préamplificateurs avec système de volume — contrôle par contre-réaction.

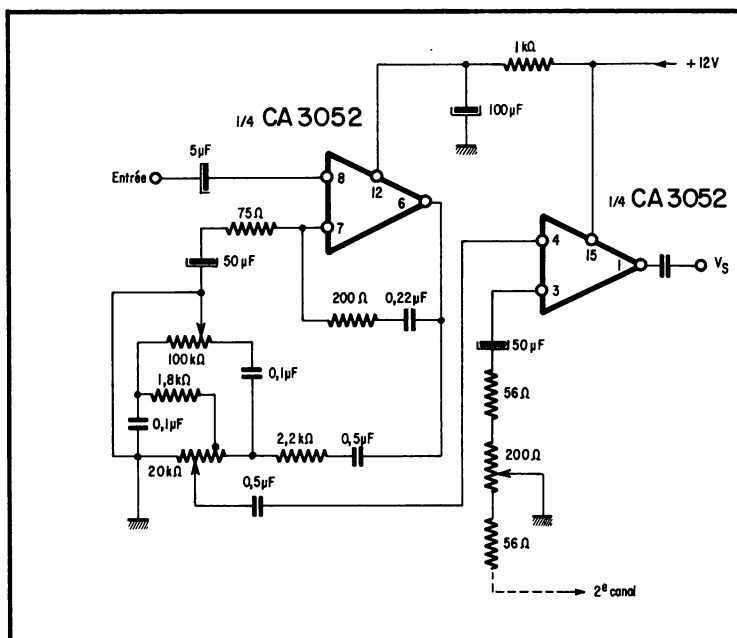


Fig. 66. — Très bon préamplificateur avec CA 3052 prévu pour une lecture de magnétophone

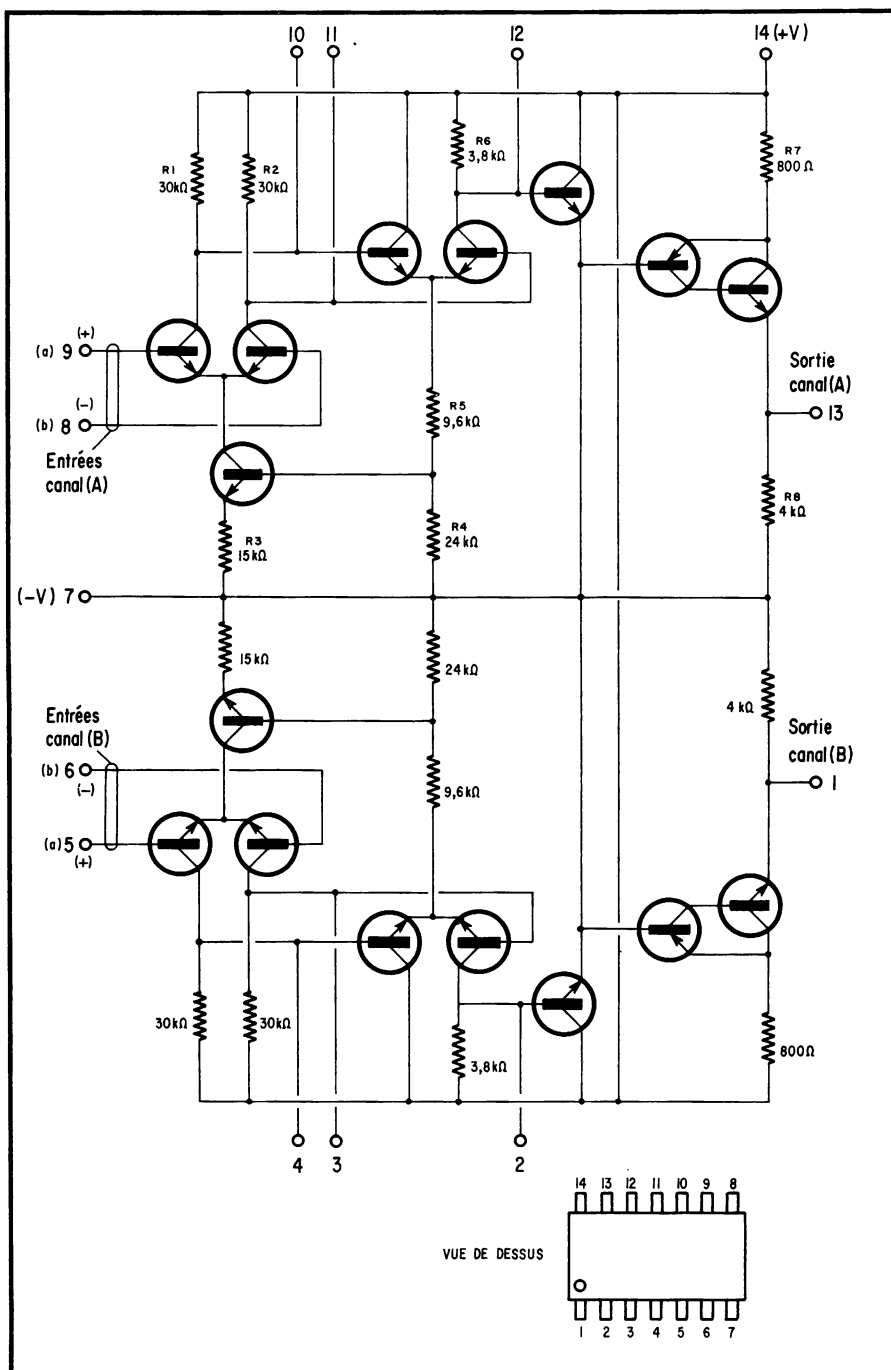


Fig. 67. — Schéma électrique et brochage du circuit intégré MC 1303 P de Motorola : a) Les signaux appliqués sur les entrées 9 (+) et 5 (+), se retrouvent respectivement sur des sorties 13 et 1, dans le même sens; b) Les signaux appliqués sur les entrées 8 (—) et 6 (—), se retrouvent respectivement sur les sorties 13 et 1, dans le sens opposé.

(Fig. 65) Autre variante de préamplificateur utilisant un système de volume par contre-réaction.

- Gain en tension à 1000 Hz : 46 dB
- Basses (100 Hz) — Volume au min : -6 dB
Volume au max : +12 dB
- Aiguës (10 kHz) au max : +11 dB
- Distorsion d'harmoniques : <0,17 %

(Fig. 66) Préamplificateur de haute qualité utilisé pour une lecture de magnétophone (TAPE).

22.4.2. — Circuit intégré MC 1303 P de MOTOROLA

Le circuit intégré MC 1303 P de Motorola est un élément comprenant deux sections amplificatrices identiques, dont le schéma électrique et le brochage sont donnés par la figure 67.

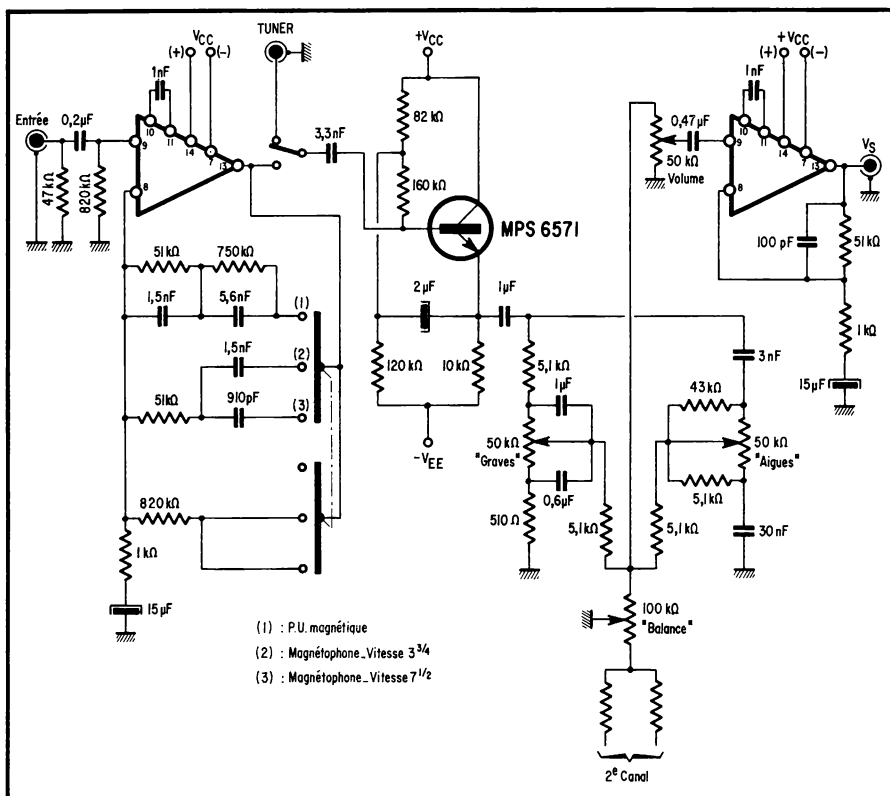


Fig. 68. — Préamplificateur utilisant le MC 1303 P préconisé par Motorola.

23.4.2. — Préamplificateurs et circuits utilisant le MC 1303 P

(Fig. 68) Préamplificateur complet répondant aux normes de fonctionnement établies en haute qualité.

(Fig. 69) Trois étages d'entrée correspondant à un fonctionnement pour tête magnétique, à un fonctionnement linéaire, à un fonctionnement corrigé pour adaptation d'un magnétophone. Ces trois étages utilisent le circuit intégré MC 1303 L.

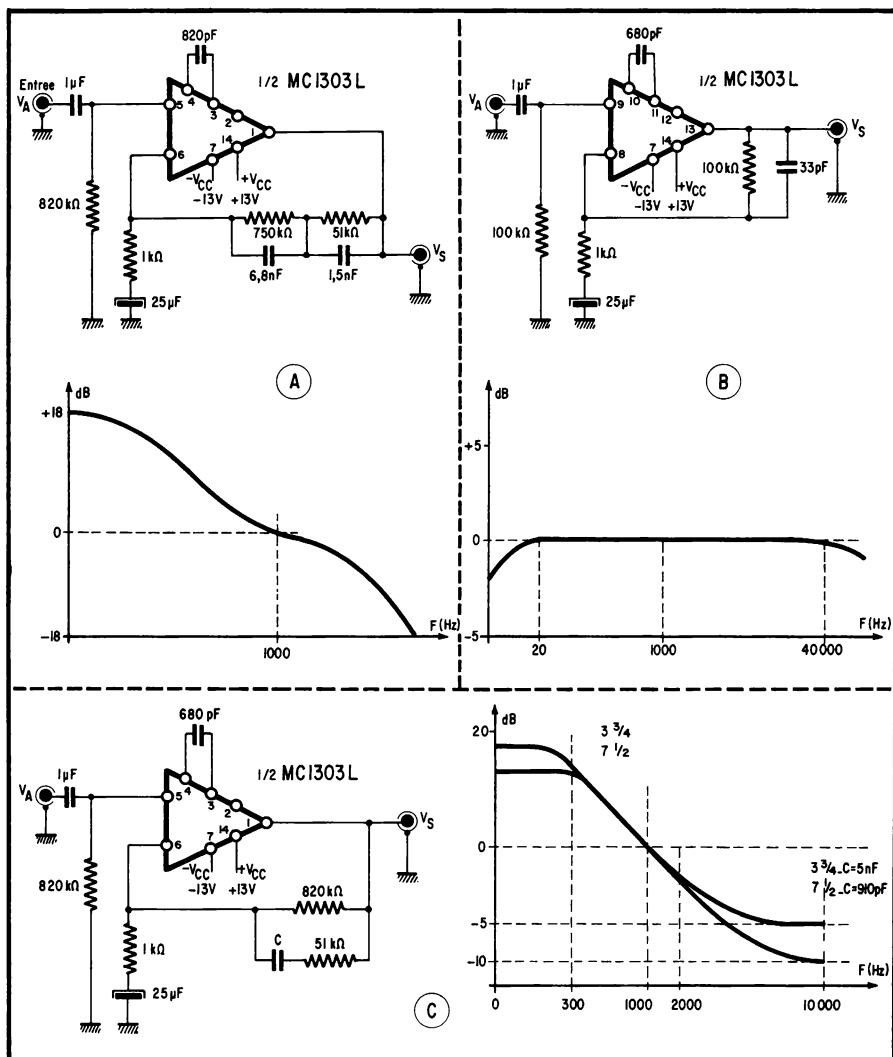


Fig. 69. — Trois montages avec MC 1303 L prévus pour fonctionner : (A) avec correction de tête magnétique. A 1000 Hz $G_v = 34$ dB; $V_A = 100$ mV; $V_S = 5$ volts; distorsion = 0,1 %; Niveau bruit = 70 dB; (B) un linéaire; (C) avec correction pour magnétophone deux vitesses (3,75 et 7,5 cm/s).

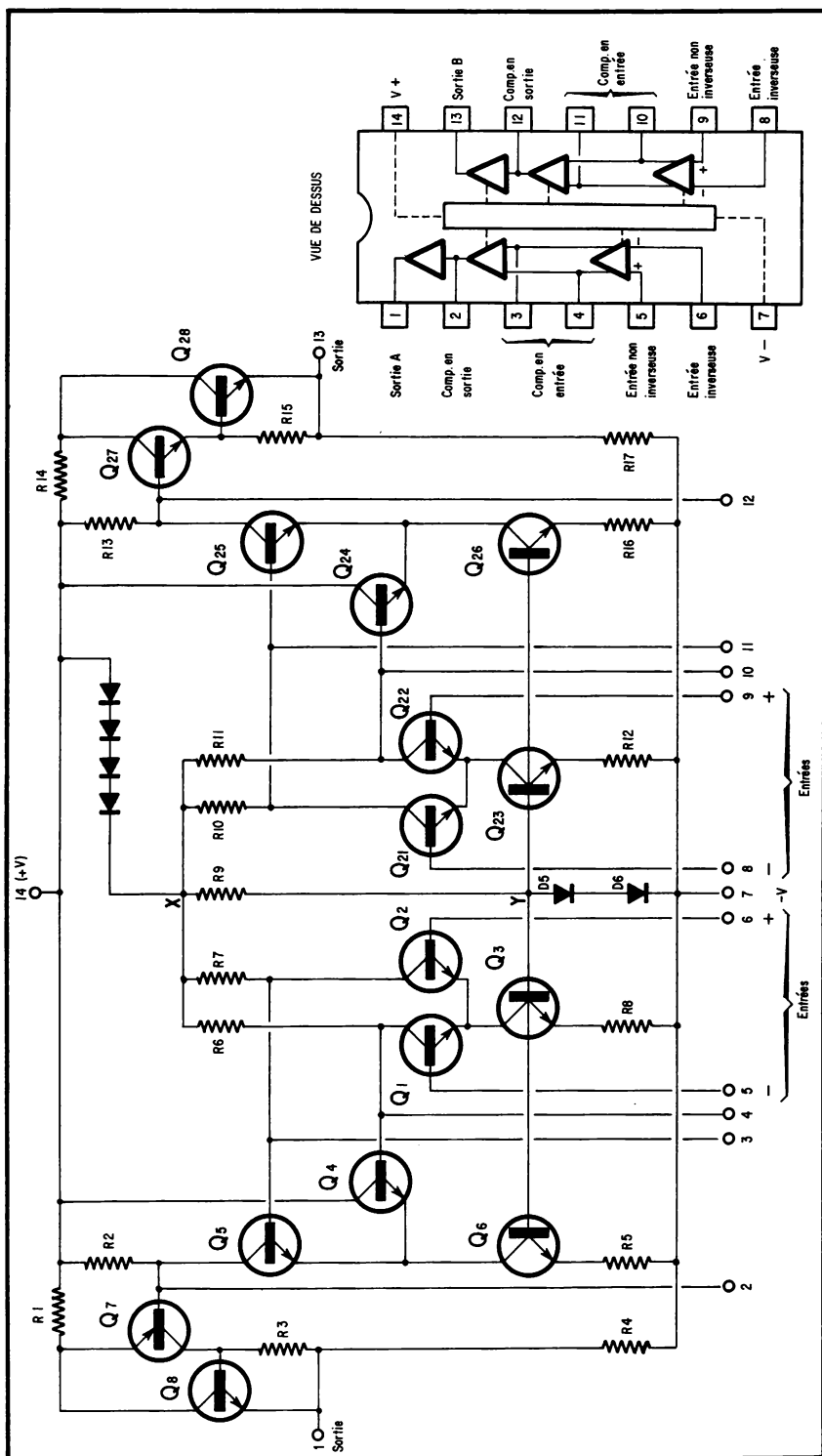


Fig. 70. — Schéma électrique et brochage vu de dessus du TBA 231 de SGS

24.4.2. — Circuit intégré TBA 231 de la SGS

Le TBA 231 est un double préamplificateur à faible bruit et particulièrement adapté aux utilisations industrielles. La figure 70 en donne le schéma électrique et le brochage.

25.4.3. — Preamplificateur utilisant le TBA 231

(Fig. 71) Montage A :

C'est un amplificateur de lecture complet prévu pour un fonctionnement en monophonie.

Montage B :

Utilise deux amplificateurs identiques à celui du montage A. Il est prévu pour un fonctionnement en stéréophonie. Les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- Gain en tension à 1000 Hz : 55 dB
- Niveau de bruit en sortie (en dessous de 10 mV entrée photo-tête magnétique comme résistance de source-volume au maximum) : 68 dB
- Contrôle de tonalité gain — réponse plate : 29 dB
 - avec basse à 100 Hz : 26 dB
 - avec basse à 10 kHz : 13 dB
 - avec coupure à 100 Hz : 19 dB
 - avec coupure à 10 kHz : 19 dB
- Distorsion d'harmonique totale à 1000 Hz pour 1 volt sortie : 0,14 %.

(Fig. 72) Schéma complet d'un préamplificateur stéréophonique avec équilibrage, et les courbes de réponses du montage.

Les performances sont les suivantes :

- Gain en tension à 1000 Hz : 54 dB
- Niveau de bruit (en dessous de 10 mV d'entrée phono, avec tête de lecture magnétique comme résistance de source)
Volume au maximum : 66 dB
- Contrôle de tonalité

basse à 100 Hz	: 10 dB
basse à 10 kHz	: 11,5 dB
coupure à 100 Hz	: 15 dB
coupure à 10 kHz	: 13 dB
- Distorsion d'harmonique totale à 1000 Hz pour 1 volt sortie : 0,16 dB.

26.4.2. — Preamplificateur complet étudié par l'auteur

La figure 73 donne le schéma de la première partie du préamplificateur. Comme on peut le voir, quatre entrées de source sont prévues dont une — entrée PU — commutable en basse ou haute impédance. Le premier étage, utilisé uniquement pour traiter les signaux provenant d'une table de lecture, ne comprend

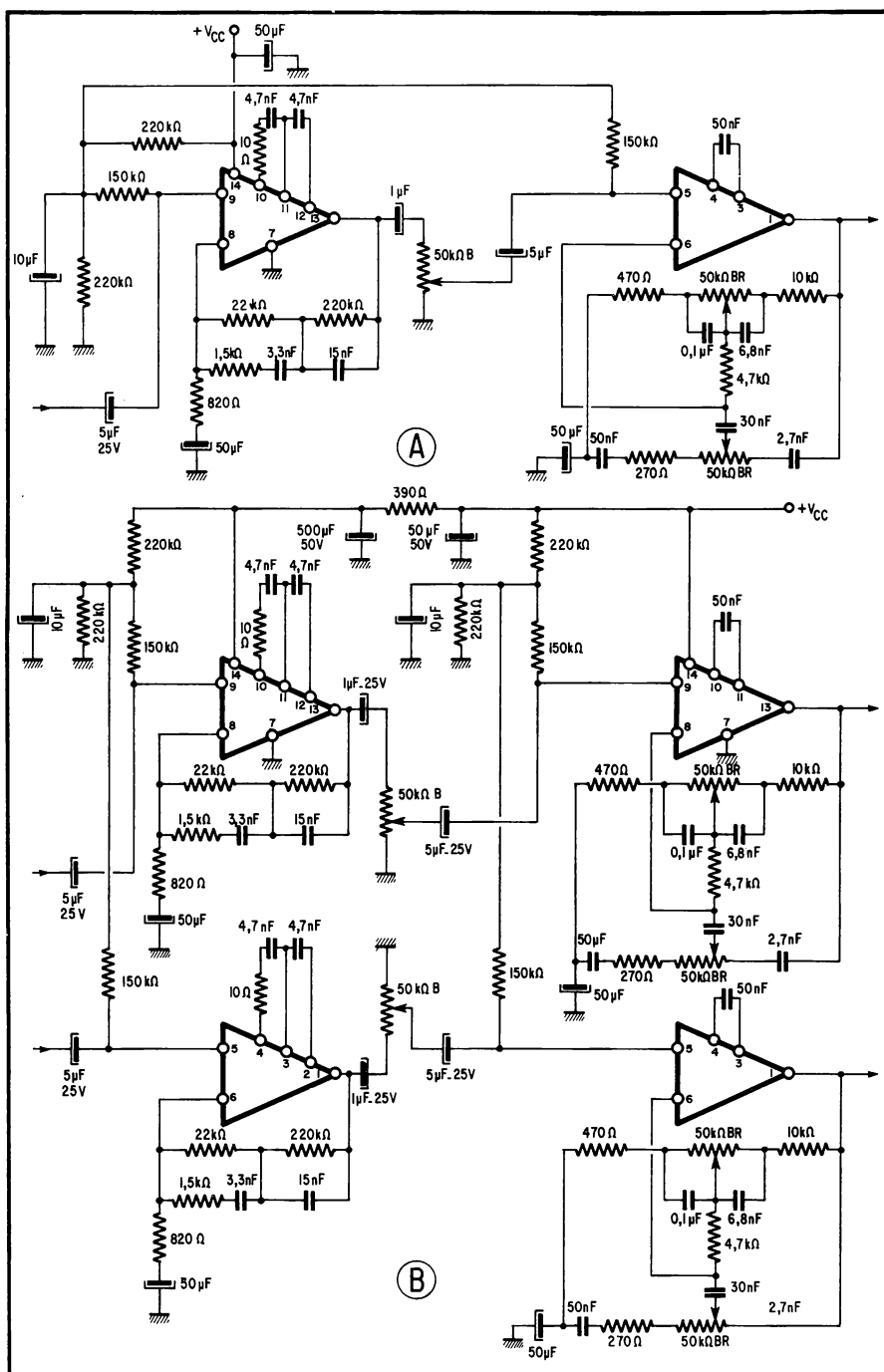


Fig. 71. — Préamplificateur TBA 231 : (A) monophonique; (B) stéréophonique.

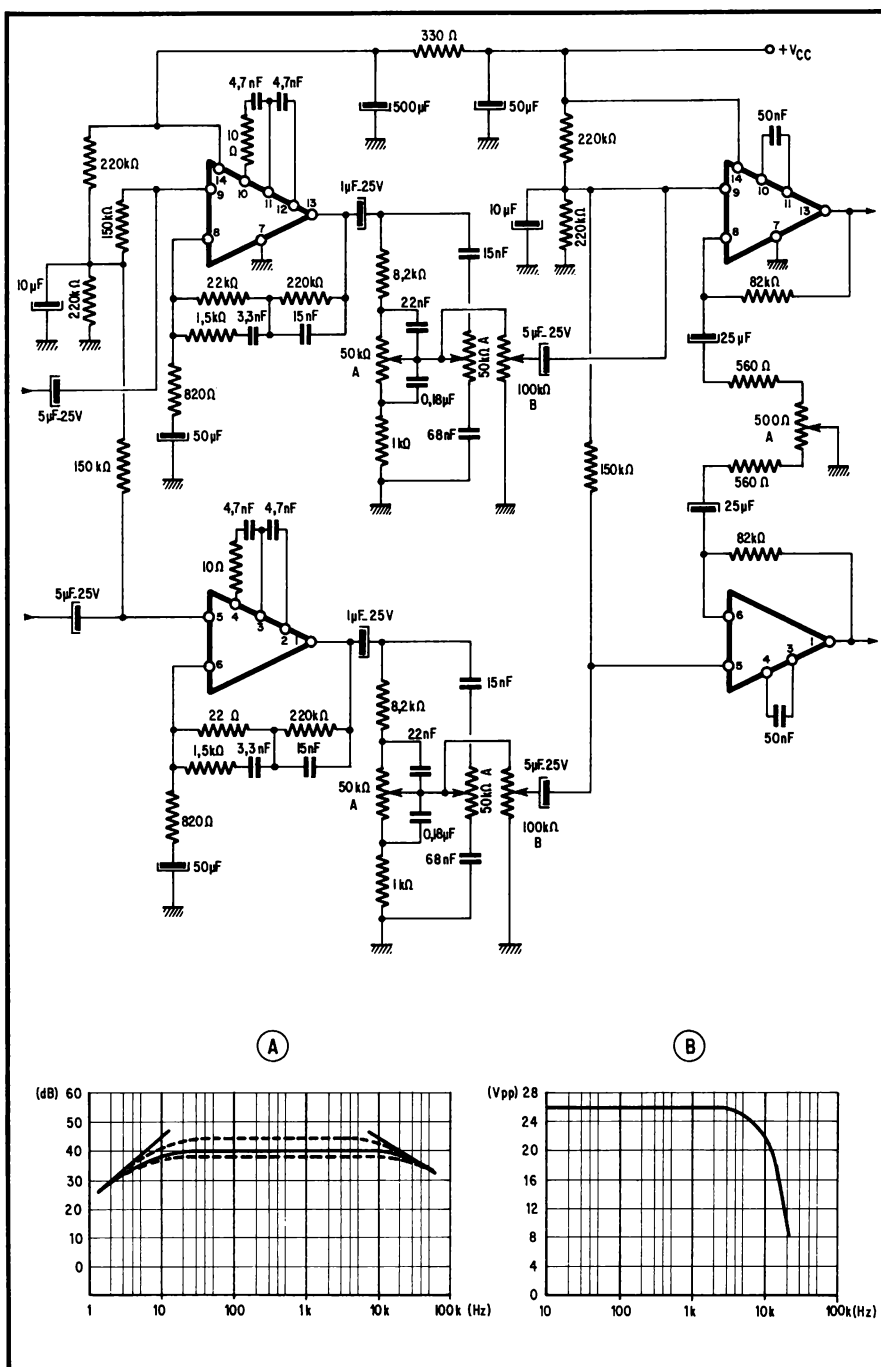


Fig. 72. — Utilisation d'un TBA 231 dans une réalisation stéréophonique avec équilibrage, et les courbes de réponses correspondantes : (A) réponse en fréquence; (B) excursion de sortie en fonction de la fréquence.

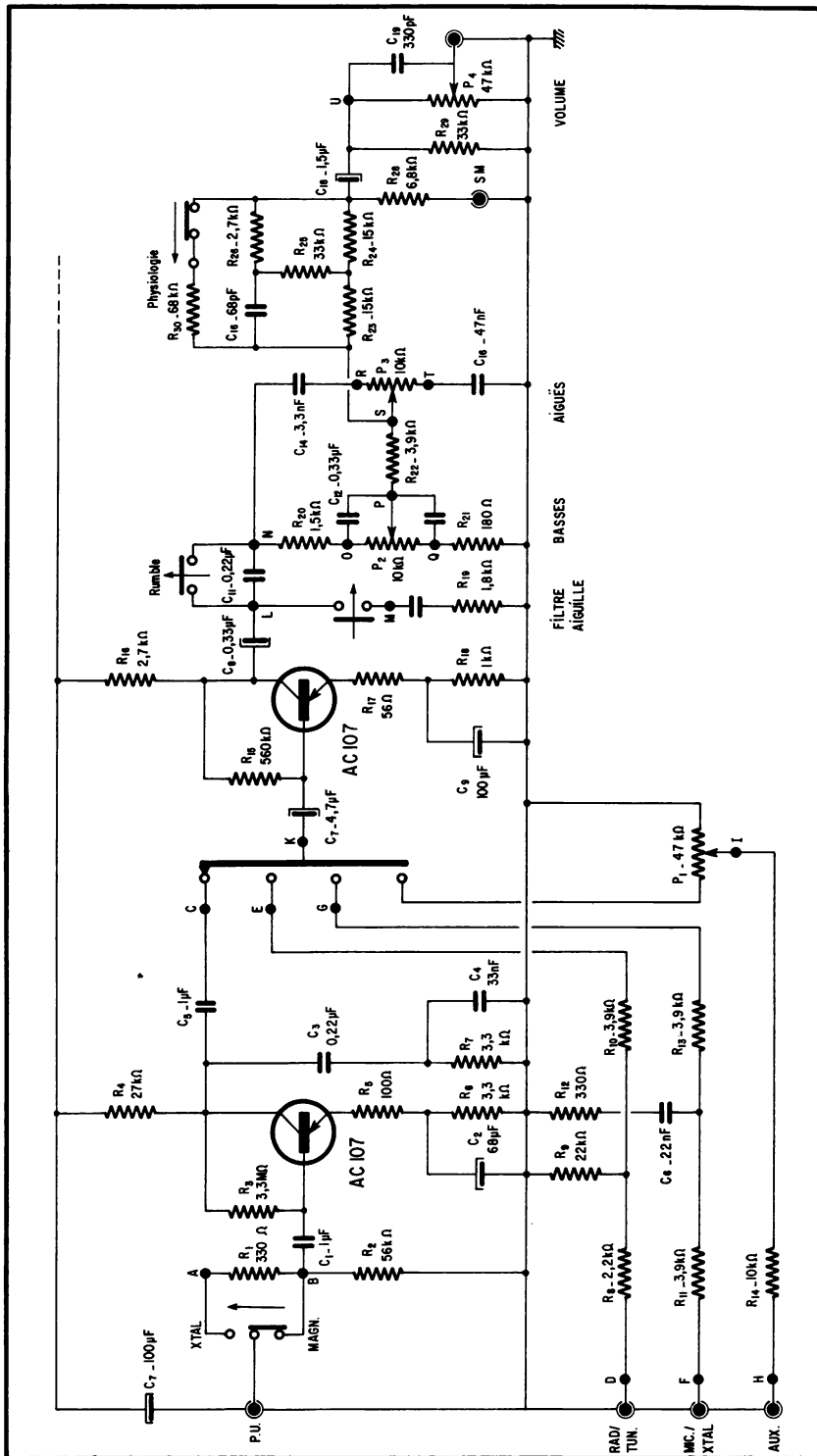


Fig. 73. — Première section d'un préamplificateur étudié par l'auteur.

qu'un seul transistor du type *p-n-p* au germanium (AC 107). Ce composant, âgé déjà de quelques années a été choisi en raison de ses performances (gain et niveau de bruit) aux faibles signaux. Il peut toujours être remplacé par un transistor de conception plus récente, mais l'auteur, ayant le respect des appareils qui fonctionnent correctement, n'a pas jugé utile de procéder à son remplacement. La correction de tête est produite par un filtre parallèle (C_3 , R_7 , C_4).

Le second étage (encore un AC 107, décidément) est utilisé en amplificateur linéaire et traite, selon la sélection, les signaux provenant de l'étage d'entrée (PU), ou bien des entrées respectivement affectées à un tuner radio (TUN/RAD), à un micro-cristal (MIC/XTAL) ou encore d'une source auxiliaire (AUX) dont le niveau est réglable par le potentiomètre P_1 .

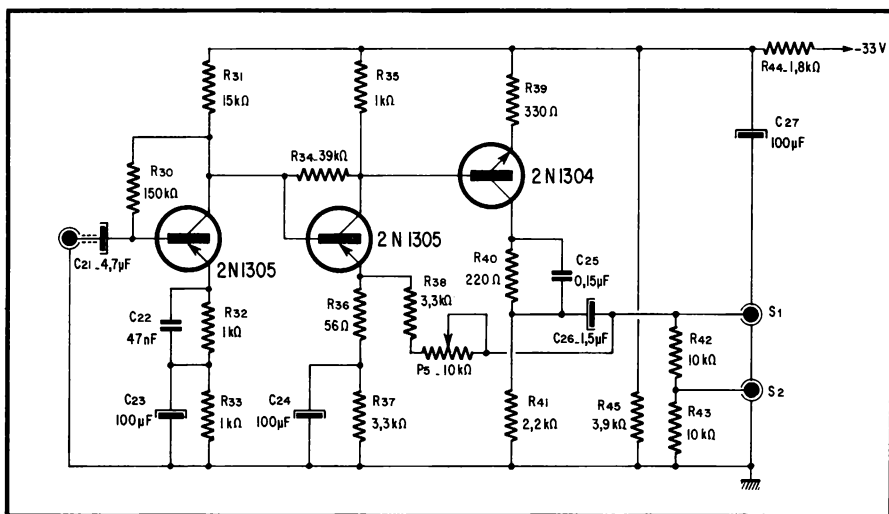


Fig. 74. — Seconde section partie linéaire à grand gain. Dans le cas d'une alimentation 12 volts, remplacer R_{44} par $220\ \Omega$ et supprimer R_{45} .

À la sortie de ce second étage, on trouve les corrections à clés de rumble et de filtre d'aiguille (scratch), le classique Baxandall, P_2 et P_3 , et enfin, un réseau de correction physiologique à clé. Une sortie enregistrement est prévue (SM). Les signaux sont alors adressés à la seconde partie du préamplificateur (fig. 74) à travers le potentiomètre de volume P_4 .

La deuxième section du montage contient trois étages assemblés en continu (sans condensateur de liaison). Cette section produit un gain linéaire important et utilise en outre des circuits de linéarisation aux fréquences élevées (R_{32} , C_{22}) et (R_{40} , C_{25}). L'équilibrage des canaux se fait par contre-réaction, entre les deux transistors de sortie, qui sont complémentaires, au moyen du potentiomètre P_5 .

Deux sorties sont prévues, l'une S_1 à haut niveau, l'autre S_2 à bas niveau.

Notons enfin, que ce préamplificateur peut être alimenté avec une tension de -12 volts, ou au moyen de la résistance R_{44} , à partir de -33 volts.

Les performances sont les suivantes :

- Niveau d'entrée à 1000 Hz : 5 mV (position B)
- PU — (position A) : 250 mV

- TUN/RAD : 300 à 450 mV
- MIC/XTAL : 300 mV
- AUX — selon position de P_1 : 30 mV à 1 V
- Niveau de sortie à 1000 Hz : 1,5 V efficace
- Distorsion totale : 0,1 %
- Niveau de bruit : environ 60 dB.

27.4.2. — Conclusion

Il est important de rappeler que tous les schémas donnés dans ce chapitre, ont fait l'objet de réalisations, au moins sous forme de maquettes de laboratoire. Les performances indiquées répondent aux mesures effectuées, et les résultats obtenus atteindront un niveau de qualité satisfaisant, à condition de prendre les précautions habituelles, en ce qui concerne le câblage. Il est conseillé de ne jamais mettre sous tension un montage nouvellement réalisé, sans avoir au préalable vérifié tous les circuits.

LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

CHAPITRE 5

NOTIONS DE PUISSANCE

1.5.3. — Classe d'une grandeur alternative

La forme générale d'une puissance électrique est donnée par la relation ci-dessous :

$$P_{\text{watts}} = V_{\text{volts}} \times I_{\text{amperes}}$$

pour que les résultats obtenus soient corrects il faut que les grandeurs P , V et I qui composent la relation, soient homogènes.

L'homogénéité s'établit par la classe qui définit les amplitudes relatives qu'il faut prendre en compte en ce qui concerne les grandeurs considérées, à savoir :

- amplitude crête;
- amplitude maximale;
- amplitude efficace;
- amplitude moyenne.

Ces quatre amplitudes sont clairement mises en évidence dans les courbes de la figure 75.

La notion de classe est extrêmement importante quand on veut définir avec certitude et sans équivoque une grandeur alternative.

2.5.3. — Définitions quantitatives des amplitudes

L'amplitude maximale est prise pour référence de calcul; reprenons la relation générale de la puissance posée ci-dessus; traduite pour obtenir une puissance maximale P_{max} . On a :

$$P_{\text{max}} = V_{\text{max}} \times I_{\text{max}}$$

On démontre mathématiquement que la puissance efficace est obtenue en traduisant en amplitudes efficaces, tension V et courant I .

$$P_{\text{eff}} = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

avec :
$$V_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}}, \quad I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}}$$

d'où :
$$P_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{\text{max}} \times I_{\text{max}}}{2} = \frac{P_{\text{max}}}{2}$$

On peut déjà observer que parler puissance impose de préciser la classe de cette puissance qui varie du simple au double selon qu'il s'agisse d'une valeur efficace ou d'une valeur maximale.

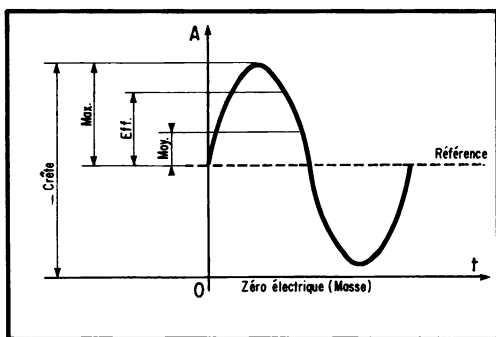


Fig. 75. — Classe des amplitudes relatives d'une grandeur alternative.

Dans la littérature anglo-saxonne, et plus particulièrement américaine, il arrive de rencontrer un sigle nouveau (RMS). Par exemple on pourra lire :

— Puissance 24 watts (MUSIC)
17 watts (RMS)

généralement « MUSIC » indique une puissance maximale (P_{max}), « RMS » (Root mean square) se traduit, « Racine moyenne carrée ».

C'est-à-dire que :

$$P_{\text{rms}} = \frac{P_0}{\sqrt{2}}$$

avec P_0 = puissance max ou dans certains cas P_{eff} .

3.5.3. — Puissance moyenne

La connaissance de la puissance moyenne est utile pour le calcul des alimentations. En effet, si on admet que la tension V_{CC} délivrée par l'alimentation est constante, il n'en est plus de même pour le courant qu'elle fournit, qui lui évolue d'une valeur relativement basse, et même négligeable, quand par exemple l'amplificateur ne donne aucune puissance, mais peut atteindre des valeurs suffisamment élevées pour mettre en danger les circuits de l'alimentation. En supposant que le courant instantané à l'instant t produit par l'alimentation est :

$$i = I_{\max} \sin 2 \Pi \frac{t}{T}$$

T étant la période du signal qui engendre le courant i . Le courant moyen débité par l'alimentation pendant une demi-période $\left(\frac{T}{2}\right)$ est de la forme :

$$I_{\text{moy}} = \frac{2 I_{\max}}{T} = \int_0^{\frac{T}{2}} \sin 2 \Pi \frac{t}{T} dt$$

soit :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\max}}{\Pi} \left[-\cos 2 \Pi \frac{t}{T} \right]_0^{\frac{T}{2}}$$

remplaçant t par $\frac{T}{2}$ puis par 0 , il vient :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\max}}{\Pi} [-\cos \Pi + \cos 0]$$

et enfin :

$$I_{\text{moy}} = \frac{2 I_{\max}}{\Pi} = 0,636 I_{\max}$$

Si on tient compte que chaque transistor n'utilise que la moitié de la valeur réelle de l'alimentation, la puissance moyenne débitée par cette alimentation est :

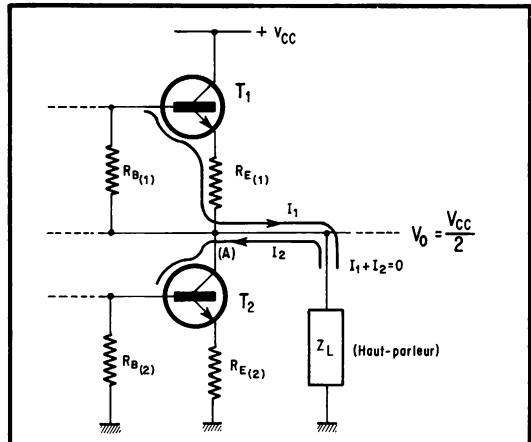
$$P_{\text{moy}} = \frac{V_{CC}}{2} I_{\text{moy}} = 0,318 V_{CC} I_{\max}$$

4.5.3. — Tension et courant de sortie d'un amplificateur moderne

La figure 76 montre comment s'établit la tension de repos aux bornes de la charge Z_L (point A), quand l'équilibre est réalisé on a :

$$V_0 = \frac{V_{CC}}{2}$$

Fig. 76. — Circuit équivalent d'un étage de sortie d'un amplificateur moderne — aux bornes de l'impédance de charge Z_L la tension au repos est égale à $\frac{V_{CC}}{2}$.



à une valeur de courant résiduel près, appelé « courant de repos », si les transistors T_1 et T_2 débitent identiquement, le courant dans la charge est nul ($I_1 + I_2 = 0$). Si on parvient à faire débiter les transistors séparément (tantôt l'un tantôt l'autre), la puissance maximale $P_{\max}$ qui se développe dans la charge est :

$$P_{\max} = Z_L I_1^2 = Z_L I_2^2$$

si on considère que les courants I_1 et I_2 , qui sont égaux en valeur absolue, développent dans les résistances d'émetteur $R_{E(1)}$ et $R_{E(2)}$, qui sont aussi égales, une tension $V_E = R_E I_{\max}$ (avec $I_{\max} = I_1$ ou I_2), on peut écrire :

$$P_{\max} = [V_0 - (V_{EB} + V_E)] I_{\max}$$

V_{EB} et V_E constituent des chutes de tension à déduire de V_0 pour définir avec certitude la tension maximale de sortie ($V_{S \max}$). D'autres chutes de tension sont d'ailleurs à prévoir de sorte qu'en désignant l'ensemble des chutes de tension par Δv , la forme générale de la puissance maximale de sortie s'écrit :

$$P_{\max} = (V_0 - \Delta v) I_{\max}$$

d'où :

$$V_{S \max} = \frac{P_{\max}}{I_{\max}} = (V_0 - \Delta v)$$

avec $I_{\max}$ = courant maximal de sortie = $I_{S \max}$

on a :

$$I_{S \max} = \frac{V_{S \max}}{Z_L} = \frac{V_0 - \Delta U}{Z_L}$$

et enfin :

$$P_{\max} = V_{S \max} I_{S \max} = \left(\frac{V_0 - \Delta U}{Z_L} \right)^2$$

en tenant compte que $V_0 = \frac{V_{CC}}{2}$, on a :

$$P_{\max} = \left(\frac{V_{CC} - 2\Delta U}{4Z_L} \right)^2 = \frac{V_{S \max}^2}{Z_L}$$

ce qui donne :

$$V_{S \max} = \frac{V_{CC} - 2\Delta U}{2}$$

$$I_{S \max} = \frac{V_{CC} - 2\Delta U}{2Z_L}$$

Ceci montre que la puissance de sortie est d'autant plus élevée que l'ensemble des chutes de tension Δv est plus faible.

5.5.3. — Rendement d'un amplificateur sans transformateur - version moderne

Théoriquement le rendement d'un montage se définit par le rapport de la puissance utile transformée en puissance relative continue, ce qui donne une

puissance efficace (P_{eff}), et de la puissance moyenne (P_{moy}) débitée par l'alimentation.

$$\mathcal{R} = \frac{P_{\text{eff}}}{P_{\text{moy}}}$$

on sait que :

$$P_{\text{eff}} = \frac{P_{\text{max}}}{2}$$

$$P_{\text{moy}} = 0,318 V_{CC} I_{\text{max}}$$

on a par conséquent :

$$\mathcal{R} = \frac{P_{\text{max}}}{2 P_{\text{moy}}} = V_{S \text{ max}} I_{S \text{ max}} \approx 1,57 \frac{V_{S \text{ max}}}{V_{CC}}$$

en remplaçant $V_{S \text{ max}}$ par sa valeur précédemment déduite, on obtient :

$$\mathcal{R} = 1,57 \frac{\frac{V_{CC} - 2 \Delta U}{2}}{V_{CC}} = 0,785 \frac{V_{CC} - \Delta U}{V_{CC}}$$

dans ces conditions, il faut observer que le rendement d'un amplificateur de type moderne, ne dépasse jamais 78 %.

6.5.3. — Types d'amplificateurs et variantes

Les amplificateurs de puissance modernes n'utilisent pratiquement plus de transformateurs de sortie, sauf cependant quelques rares modèles qui l'emploient encore pour le déphasage (Driver). Nous ne retiendrons quant à nous que les amplificateurs dits « sans transformateurs ».

Ils sont de deux types, à savoir :

- a) du type complémentaire;
- b) du type quasi complémentaire.

Ces amplificateurs fonctionnent généralement en classe B c'est-à-dire, que chaque transistor de sortie ne traite qu'une partie du signal appliqué à l'entrée de l'étage. Nous allons voir aussi clairement que possible comment se comportent ces montages et faire en sorte d'en saisir les nuances de fonctionnement.

7.5.3. — Amplificateurs du type complémentaire

On les dit du type complémentaire parce qu'ils utilisent un étage de sortie à deux transistors complémentaires utilisés le plus souvent en collecteur commun. La figure 77 montre comment sont arrangés les deux transistors de sortie (T_2 et T_3) et le transistor d'attaque (T_1).

CIRCUIT A. — Une rapide analyse permet de constater que les transistors T_2 et T_3 sont en série entre les deux pôles de l'alimentation. Si l'équilibre est

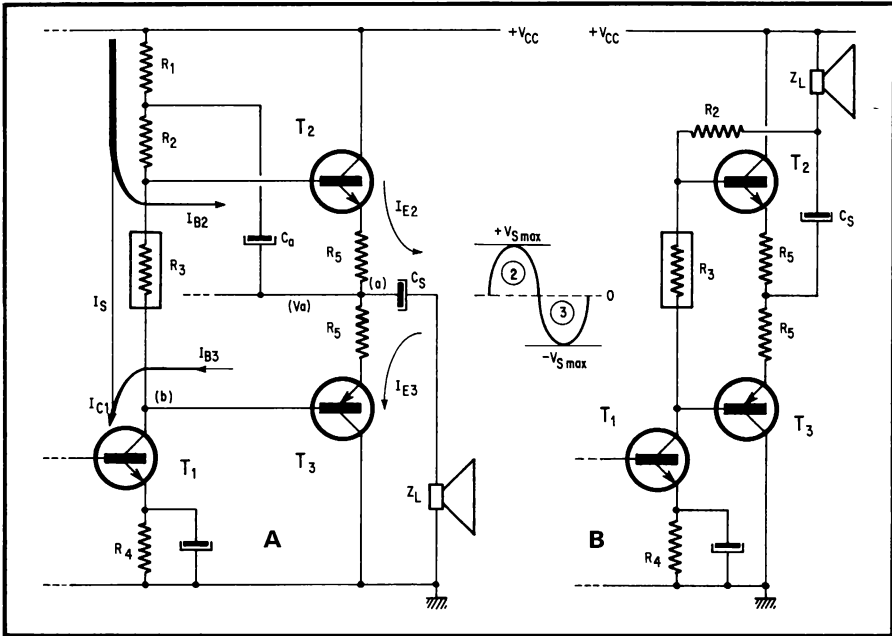


Fig. 77. — Étages de sortie d'amplificateur de puissance du type complémentaire : (A) version à retour haut-parleur à la masse; (B) version à retour haut-parleur au + de l'alimentation (on réalise l'économie de C_d et de R_1).

correctement réalisé, le point (a) est par rapport à la masse à un potentiel égal à la moitié de la valeur de l'alimentation.

$$V_a = \frac{V_{CC}}{2}$$

c'est la situation au repos. Aucun courant ne traverse la bobine du haut parleur Z_L . Il en est de même du circuit B.

Examinons plus en détails le circuit A :

Par rapport au point (a), la base de T_2 est à :

$$V_{B_2} = V_E + V_{EB}$$

Le courant de repos dans les résistances R_5 est tel que V_E peut être négligé :

$$V_{B_2} \approx V_{EB}$$

Toujours par rapport au point (a) la base de T_3 est à :

$$V_{B_3} \approx -V_{EB} \quad (\text{avec } V_E \text{ négligée})$$

si on considère le collecteur de T_1 (point (b)), la tension aux bornes de R_3 est égal à $2 V_{EB}$.

Quand T_1 est alimenté par un signal, la tension de sortie V_{s_0} est de la forme indiquée sur la figure. L'amplitude ② est fournie par T_2 , l'amplitude ③ par T_3 . Ces deux amplitudes montrent que pour ②, le transistor d'attaque T_1 est bloqué, il est saturé pour ③.

Quand T_1 est bloqué le seul courant qui traverse les résistances R_1 et R_2 est le courant de base de T_2 . Ce courant étant notablement faible par rapport au courant de repos de T_1 , fait que la chute de tension dans R_1 et R_2 est également de valeur faible, V_{B_2} est alors proche de V_{CC} . Dans ces conditions, la tension au point (a) passe de V_a à $V_a + V_{S \max}$, avec :

$$V_a + V_{S \max} = V_{CC} - (V_{R_1} + V_{R_2} + V_{EB} + V_{E_2})$$

le courant d'émetteur de T_2 est maintenant :

$$I_{E_2} = I_{S \max} = \frac{V_{S \max}}{Z_L}$$

c'est un courant relativement élevé qui développe aux bornes de R_3 une tension V_{E_2} qui ne peut plus être négligée.

Quand T_1 est saturé, on a :

$$V_{B_3} = V_{CE \text{ sat}(1)} + V_{R_4}$$

le point (a) passe de V_a à $V_a - V_{S \max}$, avec :

$$V_a - V_{S \max} = (V_{R_4} + V_{EB} + V_{CE \text{ sat}(1)} + V_{E_3})$$

$$I_{E_3} = I_{S \max} = \frac{V_{S \max}}{Z_L}$$

La tension aux bornes de R_3 est :

$$V_{R_3} = V_{EB_3} + V_{E_3} + V_{EB_2} = 2V_{EB} + V_{E_3}$$

on suppose $V_{EB_2} = V_{EB_3}$ et V_{E_2} négligeable.

Dans le cas précédent (T_1 bloqué) nous avons :

$$V_{R_3} = V_{EB_2} + V_{E_2} + V_{EB_3} = 2V_{EB} + V_{E_2}$$

avec V_{E_3} négligeable.

Notons qu'au repos, quand $V_a = \frac{V_{CC}}{2}$, les transistors de sortie ne produisent pratiquement aucun courant, les deux V_E sont donc négligeables et par suite :

$$V_{R_3} = 2V_{EB}$$

8.5.3. — Mode de calcul du montage complémentaire de la figure 77 - circuit (A)

Il est évident que lorsqu'on entreprend de construire un amplificateur, on sait déjà les résultats que l'on veut obtenir, notamment la puissance de sortie P_s — connaissant l'impédance du haut parleur Z_L , on a :

$$P_{S \max} = \frac{V_{S \max}^2}{Z_L}$$

d'où :

$$V_{S \max} = \sqrt{P_{S \max} Z_L}$$

et par suite :

$$I_{S \max} = \frac{V_{S \max}}{Z_L}$$

La tension d'alimentation V_{CC} est donnée par :

$$V_{CC} = 2(V_{S_{\max}} + V_{E_2} + V_{EB} + V_{R_2} + V_{R_1})$$

considérons T_1 bloqué ($I_{C_1} \approx 0$).

Pour que la tension de la base de T_2 puisse suivre confortablement les variations qui lui sont imposées par le courant collecteur de T_1 (quand celui-ci n'est pas bloqué), qui en fonctionnement passe successivement d'une valeur de repos I_{C_0} , à une valeur pratiquement nulle $I_{C_1} = 0$, puis à une valeur de saturation $I_{C_{sat(1)}}$, il est nécessaire de donner à R_2 une valeur telle que la tension à ses bornes soit proche de $2(V_E + V_{EB})$. R_1 n'étant pas de valeur critique, on peut s'arranger pour que la tension à ses bornes ne soit pas trop élevée, afin de réduire l'ensemble des chutes de tension Δ_v .

Prenons un premier exemple et calculons cette partie du montage. Indiquons que les résistances d'émetteurs R_5 jouent un rôle évident dans la stabilisation thermique de l'étage. Comme pour R_1 on les choisira faibles afin de maintenir Δ_v dans les limites raisonnables. Les données du problème sont les suivantes :

- Puissance maximale : 5 watts
- Impédance du haut parleur : $Z_L = 7$ ou 8Ω .

Les transistors de sortie sont au silicium ($V_{EB} = 0,6$ volt), ayant un coefficient d'amplification en courant de $\beta = 60$. La marche à suivre est donnée ci-dessous, la tension de sortie $V_{S_{\max}}$ est : (avec $Z_L = 8 \Omega$).

$$V_{S_{\max}} = \sqrt{P_{S_{\max}} Z_L} = \sqrt{5 \times 8} \approx 7 \text{ V}$$

ce qui amène la puissance à un peu plus de 6 watts.

Le courant de sortie $I_{S_{\max}}$ est :

$$I_{S_{\max}} = \frac{V_{S_{\max}}}{Z_L} = \frac{7}{8} = 850 \text{ mA}$$

on a par suite :

$$I_{B_2} = \frac{I_{S_{\max}}}{\beta} = \frac{850}{60} = 14 \text{ mA}$$

faisons :

$$V_E = 0,5 \text{ volt}$$

cela donne :

$$R_5 = \frac{V_E}{I_{S_{\max}}} = \frac{0,5}{0,85} \approx 0,56 \Omega$$

$$V_{R_2} = 2(V_E + V_{EB}) = 1 + 1,2 = 2,2 \text{ V}$$

Faisons :

$$V_{R_1} = 1 \text{ V}$$

d'où :

$$R_2 = \frac{2,2}{I_B} = \frac{2,2}{14} \approx 150 \Omega$$

$$R_1 = \frac{1}{14} \approx 68 \Omega$$

$$V_{CC} = 2(V_{S_{\max}} + V_{E_2} + V_{EB} + V_{R_1} + V_{R_2}) \approx 22 \text{ V}$$

on a par conséquent :

$$V_a = \frac{V_{CC}}{2} = 11 \text{ V}$$

Nous avons considéré T_1 bloqué.

Pour T_1 saturé le point (a) passe à :

$$V_a = \frac{V_{CC}}{2} - V_{S_{\max}} = 11 - 7 = 4 \text{ V}$$

on a donc : $V_{E_3} + V_{EB_3} + V_{CE(1)} + V_{R_4} = 4 \text{ V}$
 avec : $V_{E_3} = 0,5 \text{ V}$ et $V_{EB} = 0,6 \text{ V}$, on a :
 $V_{CE\text{sat}(1)} + V_{R_4} = 4 - 1,1 = 2,9 \text{ V}$

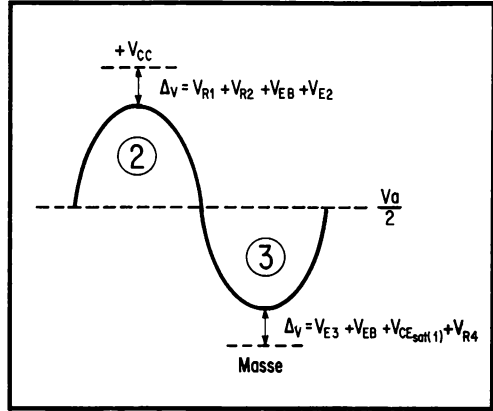


Fig. 78. — Comment se situe le signal de sortie par rapport au point (a).

CALCUL DU COURANT DE SATURATION DE T_1 :

V_a étant à 4 volts, en négligeant V_{E_2} , la base de T_2 est à :

$$V_{B_2} = V_a + V_{EB} = 4 + 0,6 = 4,6 \text{ V}$$

d'où : $V_{R_1} + V_{R_2} = V_{CC} - V_{B_2} = 22 - 4,6 = 17,4 \text{ V}$

et enfin : $I_{C\text{sat}(1)} = \frac{V_{R_1} + V_{R_2}}{R_1 + R_2} = \frac{17,4}{218} = 80 \text{ mA}$

en supposant : $V_{CE\text{sat}(1)} \approx 0,9$ on a $V_{R_4} = 2 \text{ V}$

d'où : $R_4 = \frac{2}{80} \approx 27 \Omega$

Calcul de R_3 : Généralement on utilise pour cette résistance un ensemble composé de diodes et souvent d'une résistance variable dont le réglage ajuste le courant de repos du système.

On sait que : $V_{R_3} = V_{B_2} - V_{B_3}$

c'est-à-dire : $V_{R_3} = 2 V_{EB} + V_E = 1,2 + 0,5 = 1,7 \text{ V}$

le courant dans R_3 est la différence du courant de saturation du collecteur T_1 et du courant de base de l'un des transistors T_2 ou T_3 .

$$I_{R_3} = I_{C\text{sat}(1)} - I_{B(2\text{ ou }3)} = 80 - 14 = 66 \text{ mA}$$

ce qui donne : $R_3 = \frac{1,7}{66} \approx 27 \Omega$

On peut utiliser une diode au silicium, dont la tension résiduelle est sensiblement égale à la V_{EB} d'un transistor au silicium (de l'ordre de 0,7 volt), et une résistance ajustable de 25 à 50 Ω .

CALCUL DU COURANT DE REPOS DE T_1

Au repos, le courant I_{C_e} dans R_1 et R_2 , doit développer une tension égale à :

$$V_{R_1} + V_{R_2} = \frac{V_{CE}}{2} - V_{EB} = 10,4 \text{ V}$$

d'où le courant de repos de T_1

$$I_{CO} = \frac{10,4}{208} = 50 \text{ mA}$$

Polarisation du transistor d'attaque T_1

Pour un courant de repos de $I_{C_e} = 50 \text{ mA}$, on a :

$$V_{E_{(1)}} = R_4 I_{CO} = 27 \times 0,05 = 1,35 \text{ V}$$

la tension de polarisation appliquée sur la base de ce transistor doit être :

$$V_{B_{(1)}} = V_{E_{(1)}} + V_{EB_{(1)}} = 1,35 + 0,7 \approx 2 \text{ V}$$

en supposant un coefficient d'amplification un courant de $\beta = 100$, le courant de base est :

$$I_{B_{(1)}} = \frac{I_{CO}}{\beta} = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ mA}$$

nous avons au moins deux possibilités de polarisation — soit au moyen d'un pont diviseur classique branché entre $+V_{CC}$ et la masse, ou bien, en utilisant la tension de repos du point (a). C'est la deuxième solution que nous choisirons, car, les signaux d'entrée (sur la base de T_1) et de sortie au point (a) sont en opposition, en réalisant un pont diviseur à partir du point (a), nous bénéficions d'un taux de contre-réaction qui améliore la qualité de notre amplificateur.

Nous avons par conséquent :

$$\frac{V_{B_{(1)}}}{V_a} = \frac{R_{B_1}}{R_B + R_{B_2}} = \frac{2}{11} = 0,18$$

en se fixant $R_{B_{(1)}} = 10 \text{ k}\Omega$, on a :

$$R_{B_{(2)}} = \frac{R_{B_{(1)}}(1 - 0,18)}{0,18} = 47 \text{ k}\Omega$$

habituellement, on se ménage la possibilité d'ajuster manuellement la tension de repos nécessaire du point (a), pour cela, on fractionne $R_{B_{(2)}}$ en une résistance fixe de valeur totale déterminée, et d'une résistance variable complémentaire de valeur légèrement supérieure à un tiers de R_{B_2} .

Dans notre cas on peut faire :

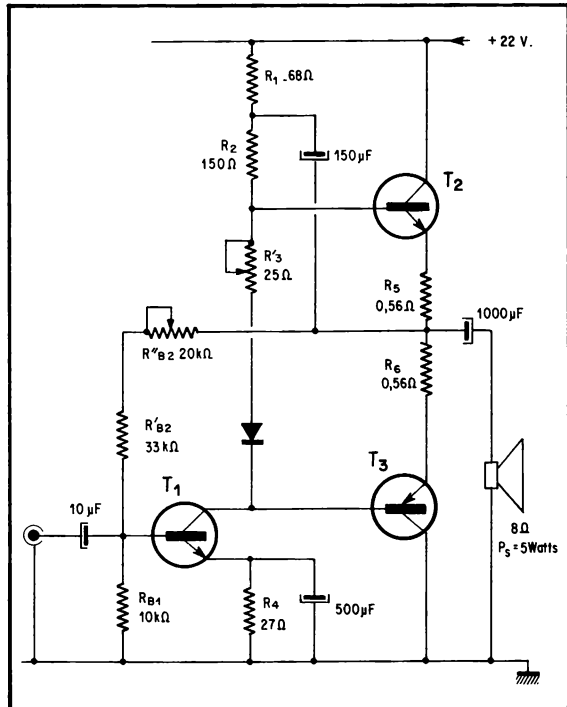
$$R'_{B_{(2)}} = 33 \text{ k}\Omega \quad (\text{fixe})$$

$$R'_{B_{(2)}} = 20 \text{ k}\Omega \quad (\text{ajustable})$$

La figure 79 donne le schéma complet de l'amplificateur qui vient d'être calculé.

Le principal inconvénient de ce type de montage est qu'aux puissances élevées, les courants qui traversent les résistances R_1 et R_2 sont de grandes amplitudes et les éléments doivent pouvoir supporter les puissances électriques qui s'y développent; dans le cas du montage de la figure 79, les résistances R_1 , R_3 et R_4 doivent être prévues pour dissiper 1/2 watt au moins, et R_2 1 watt; quant aux résistances qui composent le pont de base de T_1 , elles pourront être du type 1/4 watt, mais par mesure de précautions, nous prendrons des 1/2 watt.

Fig. 79. — Amplificateur de puissance de 5 à 6 watts du type complémentaire.



L'inconvénient qui vient d'être cité, disparaît si on intercale entre le circuit du collecteur de T_1 et chacune des bases des transistors de sortie, un transistor supplémentaire monté un collecteur commun, comme il est montré sur la figure 80. Le calcul de ce montage est absolument identique à celui du précédent, à la différence que le courant qui traverse les résistances R_6 et R_7 (équivalentes à R_2 et R_1 de la figure 79), est le courant de base de T_2 .

$$I_{B(2)} = \frac{I_{S, \max}}{\beta_{(3)} \beta_{(2)}}$$

observons que les transistors T_2 et T_3 d'une part, et T_4 et T_5 d'autre part, forment deux ensembles *Darlington*. Calculons ce montage avec des composants réels.

T_1	= BC 115	(silicium)
T_2	= 2 N 2219	(silicium)
T_3	= 2 N 3715	(silicium)
T_4	= 2 N 2905	(silicium)
T_5	= 2 N 3791	(silicium)

on obtient les résultats suivants :

$$P_{S \max} = \frac{V_{S^{(2)} \max}}{Z_L} = 20 \text{ W}$$

$$V_{S \max} = \sqrt{P_{S \max} Z_L} = 10 \text{ V}$$

$$I_{S \max} = \frac{V_{S \max}}{Z_L} = \frac{10}{5} = 2 \text{ A}$$

utilisons : toutes $V_{EB} = 0,7 \text{ V}$

$$V_{E_3} = V_{E_5} = 1 \text{ V}$$

$$R_9 = R_{11} = \frac{V_E}{I_{S \max}} = \frac{1}{2} = 0,5 \Omega$$

$$I_{B_3} = \frac{I_{S \max}}{\beta_3} = \frac{2}{50} = 40 \text{ mA}$$

$$V_{B_3} = V_{R_8} = V_E + V_{EB} = 1,7 \text{ V}$$

faisons passer dans les résistances R_8 et R_{10} un courant faible, par exemple : 2 mA.

On a alors :

$$R_8 = R_{10} = \frac{V_{B_3}}{2 \text{ mA}} = \frac{1,7}{2} \approx 820 \Omega$$

$$I_{E_2} = I_{B_3} + I_{R_8} = 42 \text{ mA}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{E_2}}{\beta} = \frac{42}{100} = 0,42 \text{ mA}$$

$$V_{R_6} = 2 [V_{E_3} + V_{EB_3} + V_{EB_2}] = 2 \times (1 + 1,4) = 4,8 \text{ V}$$

faisons

$$V_{R_7} = 1 \text{ V}$$

on a : $\Delta U_{\text{totale}} = V_{R_7} + V_{R_6} + 2 V_{EB} + V_E = 8,2 \text{ V}$

d'où : $V_{CC} = 2 (V_{S \max} + \Delta U_{\text{totale}}) = 2 \times 18,2 = 37 \text{ V}$

$$R_7 = \frac{1}{I_{B_2}} = \frac{1}{0,42} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = \frac{4,8}{0,42} \approx 12 \text{ k}\Omega$$

Quant T_1 est saturé on a :

$$V_{(a)} = V_{E_{(1)}} + V_{CE \text{ sat}_{(1)}} + 2 V_{EB} + V_{E_5} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{S \max} = 8,5 \text{ V}$$

$$V_{R_6} + V_{R_7} = V_{CC} - (2 V_{EB} + V_{(a)}) \approx 27 \text{ V}$$

d'où :

$$I_{C \text{ sat}(1)} = \frac{27}{R_6 + R_7} = \frac{27}{14,2} \approx 1,90 \text{ mA}$$

ce qui donne :

$$V_{E(1)} + V_{CE \text{ sat}(1)} = V_a - (2 V_{EB} + V_{E_s}) = 8,5 - 2,4 = 6,1 \text{ V}$$

avec $V_{CE \text{ sat}(1)}$ de l'ordre de 1,5 volt, on a :

$$R_4 = \frac{6,1 - 1,5}{I_{C \text{ sat}(1)}} = \frac{4,6}{1,90} \approx 2,4 \text{ k}\Omega$$

la tension qui sépare les bases de T_2 et T_4 est :

$$V_{B2} - V_{B4} = 4 V_{EB} + V_{E(3 \text{ ou } 5)} = 3,8 \text{ V}$$

le courant dans les branches considéré est :

$$I_S = I_{C \text{ sat}(1)} - I_{B(2 \text{ ou } 4)} = 1,83 - 0,42 = 1,41 \text{ mA}$$

et par suite, la résistance totale comprise entre les bases T_2 et T_4 est :

$$R_S = \frac{V_{B2} - V_{B4}}{I_S} = \frac{3,8}{1,41} \approx 2,7 \text{ k}\Omega$$

en utilisant trois diodes au silicium en série ($V_S = 3 V_{EB} = 2,1 \text{ V}$) et une résistance ajustable de 1 k Ω (R_5), on obtient les résultats escomptés.

Recherche du courant de repos dans R_6 et R_7 au repos ($V_{S \text{ max}} = 0$), le point (a) est à :

$$V_{(a)} = \frac{V_{CC}}{2} = 18,5 \text{ V}$$

la base de T_2 est à :

$$V_{B2} = V_{(a)} + 2 V_{EB} = 18,5 + 1,4 = 19,9 \text{ V}$$

d'où la tension aux bornes de l'ensemble R_6, R_7

$$V_{R_6} + V_{R_7} = V_{CC} - V_{B2} = 37 - 19,9 = 17,1 \text{ V}$$

le courant de repos recherché a pour valeur :

$$I_{CO} = \frac{V_{R_6} + V_{R_7}}{R_6 + R_7} = \frac{17,1}{14,2} = 1,2 \text{ mA}$$

tension de repos de l'émetteur de T_1 :

$$V_{E_0} = R_4 I_{CO} = 2,7 \times 1,2 = 3,24 \text{ V}$$

la tension de polarisation de la base de T_1 est :

$$V_{B_1} = V_{E_0} + V_{EB} = 3,24 + 0,7 = 3,94 \text{ V} \approx 4 \text{ V}$$

Le courant de repos de cette base est :

$$I_{B_1} = \frac{I_{CO}}{\beta_1} = \frac{1,2}{100} = 0,012 \text{ mA}$$

si on fait passer dans le pont de base (R_1, R_2, R_3) un courant $I_{P_0} \approx 10 I_{B_1} = 0,12 \text{ mA}$ on a :

$$R_1 = \frac{V_{B_1}}{I_{P_0}} = \frac{4}{0,12} = 33 \text{ k}\Omega$$

et par suite :
$$R_2 + R_3 = \frac{V_{(a)} - V_{B_1}}{I_{p_0}} = 120 \text{ k}\Omega$$

on peut faire :
$$\begin{aligned} R_2 &= 82 \text{ k}\Omega && (\text{fixe}) \\ R_3 &= 50 \text{ k}\Omega && (\text{ajustable}) \end{aligned}$$

comme il a été vu précédemment, R_5 permettra d'ajuster le courant de repos des transistors de sortie T_3 et T_5 , (quelques milliampères aux bornes de R_9 et R_{11}), et R_3 la tension de repos au point (a) de sorte à obtenir $\frac{V_{CC}}{2}$.

RÔLE DES CONDENSATEURS C_2 , C_4 ET C_5

C_2 est un condensateur de très faible valeur (47 à 100 pF), son rôle essentiel est de court-circuiter collecteur et base de T_1 pour les fréquences très élevées qui peuvent produire des suroscillations extrêmement gênantes.

C_4 ne joue un rôle réel qu'en alternatif seulement. Il assure la référence du signal qui attaque la base de T_2 (dans un transistor, le signal appliqué à l'entrée est référencé à l'émetteur).

C_5 est le condensateur de sortie. Il interdit le passage de la tension continue effective du point (a), vers le haut-parleur. Sans ce condensateur le point (a) se trouverait réuni à la masse à travers le haut-parleur. Sa valeur doit être suffisamment élevée pour permettre le passage des fréquences basses sans atténuation notable.

Les autres condensateurs jouent un rôle classique. C_1 est le condensateur d'entrée, C_3 assure le découplage de l'émetteur de T_1 .

Liste des composants de l'amplificateur de 20 watts max de la figure 80 :

$$\begin{aligned} R_1 &= 33 \text{ k}\Omega, R_2 = 82 \text{ k}\Omega, R_3 = 50 \text{ k}\Omega \text{ ajustable}, R_4 = 2,7 \text{ k}\Omega, \\ R_5 &= 1 \text{ k}\Omega \text{ ajustable}, R_6 = 12 \text{ k}\Omega, R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega, R_8 = \\ R_{10} &= 820 \text{ k}\Omega, R_9\text{-}R_{11} = 0,5 \Omega, \\ C_1 &= 10 \text{ MF}, C_2 = 100 \text{ pF}, C_3 = 100 \text{ MF}, C_4 = 100 \text{ MF}, C_5 = 2500 \text{ MF}. \end{aligned}$$

9.5.3. — Amplificateurs du type quasi complémentaire

Contrairement aux amplificateurs du type complémentaire, dans lesquels les bases des transistors de sortie sont attaquées avec un signal de même polarité, dans les amplificateurs dits quasi complémentaires, les transistors de sortie étant d'un même type (tous deux $p\text{-}n\text{-}p$ ou $n\text{-}p\text{-}n$), il est nécessaire de prévoir un étage driver qui doit fournir à chacune des bases de l'étage de sortie des signaux symétriques, c'est-à-dire, de sens opposé. L'étage driver utilise deux transistors complémentaires de petite puissance, l'un monté en collecteur commun, transmet le signal qu'il reçoit sans l'inverser, l'autre, utilisé en émetteur commun, transmet le signal qu'il reçoit par son collecteur, c'est-à-dire, après l'avoir inversé. Les transistors de sortie n'étant pas complémentaires l'un fonctionnera en collecteur commun le signal de sortie apparaît sur son émetteur, l'autre fonctionnant en émetteur commun, le signal de sortie apparaît sur son collecteur après inversion.

La figure 81 donne le schéma complet d'un amplificateur de puissance du type quasi complémentaire que nous allons analyser et calculer.

Remarquons que les amplificateurs représentés sur les figures 80 et 81, se ressemblent étrangement. On y trouve le même nombre d'éléments, et fonctionnant pratiquement de la même manière. Les transistors T_2 et T_3 de chacun de ces montages forment un même circuit. Ces deux transistors transmettent au point (a) un signal sans inversion. Ils sont tous deux montés en collecteur commun.

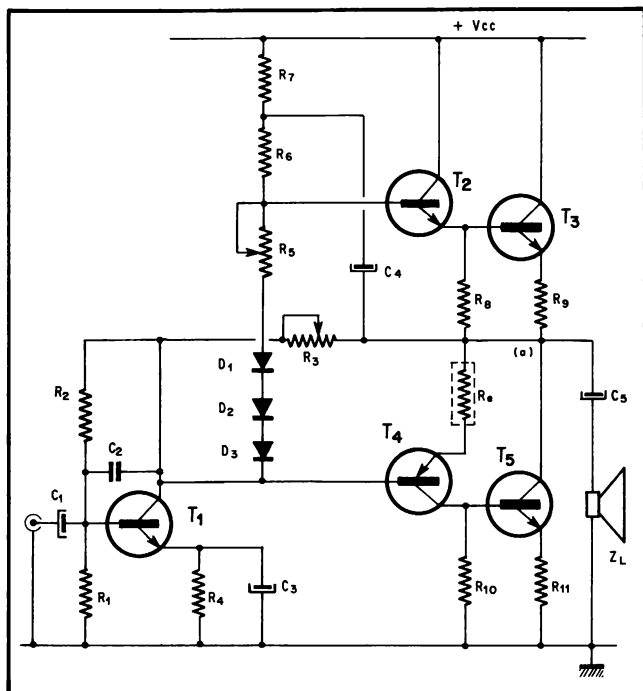


Fig. 81. — Amplificateur de puissance du type quasi-complémentaire délivrant 50 watts max.

La différence essentielle entre les deux montages réside dans l'utilisation des transistors T_4 et T_5 . Dans le montage de la figure 80, cet ensemble n'apporte pas d'inversion et fonctionnent exactement comme la paire T_2 , T_3 . Dans le montage de la figure 81, T_4 et T_5 sont complémentaires et tous deux montés en émetteur commun, entre la base de T_4 et le point (a), le signal est inversé deux fois et se retrouve par conséquent avec le même sens que celui qui apparaît sur le collecteur de T_1 . Comme pour le montage de la figure 80, T_2 a pour mission d'assurer le transfert de l'amplitude positive du signal, T_4 assurera le transfert de l'amplitude négative. Ainsi le point (a) est successivement l'objet d'une augmentation de la tension $\Delta V_{(a)}$ correspondant à l'amplitude maximale du signal de sortie $+V_{S \max}$, puis d'une diminution, $\Delta V_{(a)}$ correspondant à l'amplitude minimale du signal de sortie $-V_{S \max}$. La variation de la tension du point (a) est identique au signal représenté sur la figure 78 — l'amplitude ② provient de T_2 et T_3 , l'amplitude ③ de T_4 et T_5 . Le transistor T_1 fonctionne en tous points de la même manière que celui du montage de la figure 80. Toutefois, il apparaît important de faire observer que les résistances d'entrée de T_2 et de T_4 sont très différentes ($R_{ent(2)} \gg R_{ent(4)}$). Dans ces conditions, les courants d'entrée (courants de base) de ces deux transistors — quoique de même sens — peuvent être suffisamment inégaux pour produire une importante distorsion du signal de sortie. Aussi, pour remédier à

cet inconvénient, on insère entre l'émetteur de T_4 et la ligne (a) une résistance R_e — généralement de faible valeur — pour compenser l'écart qui existe entre les deux résistances d'entrée.

La résistance d'entrée de T_2 est combinée avec $\frac{V_{EB(2)}}{I_{B_2}}$ et la mise en parallèle de R_8 avec la résistance d'entrée de T_3 :

$$\text{on a :} \quad R_{\text{ent}(3)} = \frac{V_{EB(3)}}{I_{B(3)}} + \beta_{(3)} R_9$$

$$R_{\text{ent}(2)} = \frac{V_{EB(2)}}{I_{B(2)}} + \beta_{(2)} \frac{R_8 R_{\text{ent}(3)}}{R_8 + R_{\text{ent}(3)}}$$

en négligeant l'influence de R_{10} , la résistance d'entrée de T_4 est :

$$R_{\text{ent}(4)} = \frac{V_{EB(4)}}{I_{B(4)}} + \beta_{(4)} R_e$$

on doit réaliser l'égalité suivante :

$$R_{\text{ent}(2)} = R_{\text{ent}(4)} = \frac{V_{EB(4)}}{I_{B(4)}} + \beta_{(4)} R_e$$

$$\text{d'où :} \quad R_e = \frac{R_{\text{ent}(2)} - \frac{V_{EB(4)}}{I_{B(4)}}}{\beta_{(4)}} = \frac{R_{\text{ent}(2)} I_{B(4)} - V_{EB(4)}}{\beta_{(4)} I_{B(4)}}$$

Pour prendre un exemple concret, calculons R_e (fig. 81) en utilisant les valeurs de la combinaison T_2, T_3 du montage de la figure 80.

On a :

$$\begin{aligned} R_8 &= 820 \, \Omega, \quad \beta_{(2)} = 100 = \beta_{(4)} \\ R_9 &= 0,5 \, \Omega, \quad \beta_{(3)} = 50 = \beta_{(5)} \\ I_{B(2)} &= I_{B(4)} = 0,42 \, \text{mA} \\ I_{B(3)} &= I_{B(5)} = 40 \, \text{mA} \end{aligned}$$

$$R_{\text{ent}(2)} = \frac{V_{EB(2)}}{I_{B(2)}} + \beta_{(2)} \frac{R_8 R_{\text{ent}(3)}}{R_8 + R_{\text{ent}(3)}}$$

$$R_{\text{ent}(3)} = \frac{V_{EB(3)}}{I_{B(3)}} + \beta_{(3)} R_9 = \frac{0,7}{0,04} + 50 \times 0,5 = 42,5 \, \Omega$$

$$R_{\text{ent}(2)} = \frac{0,7}{0,00042} + 100 \frac{820 \times 42,5}{820 + 42,5} = 3666 \, \Omega$$

$$R_e = \frac{R_{\text{ent}(2)} I_{B(4)} - V_{EB(4)}}{\beta_{(4)} I_{B(4)}} = \frac{3666 \times 0,42 - 0,7}{100 \times 0,42} = 20 \, \Omega$$

en utilisant $R_e = 18 \, \Omega$, l'égalité des résistances d'entrée de T_2 et T_4 est approximativement réalisée.

Procédons à présent au calcul complet de l'amplificateur de la figure 81 pour une puissance maximale de 50 watts, dans un haut-parleur de $5 \, \Omega$ avec : T_1, T_2, T_4 identique au montage de la figure 80 (BC 115, 2 N 2219, 2 N 2905 et prenons pour T_3 et T_5 , le classique 2 N 3055 dont les caractéristiques sont :

$$\begin{aligned}\beta &= 20 \text{ à } 70 \text{ à } I_c = 4 \text{ A} \\ V_{CM} &= 100 \text{ volts} \\ I_{CM} &= 15 \text{ A}\end{aligned}$$

Les calculs donnent les résultats suivants :

$$\sqrt{P_S Z_L} = V_{S \max} = 16 \text{ volts}$$

$$I_{S \max} = \frac{V_{S \max}}{Z_L} = \frac{16}{5} = 3,2 \text{ A}$$

Pour $V_{E_3} = V_{E_5} = 1 \text{ volt}$, on a :

$$R_9 = R_{11} = \frac{1}{3,2} \approx 0,33 \Omega$$

$$V_{CC} = 2 [V_{S \max} + V_{E_3} + 2V_{EB} + V_{R_6} + V_{R_7}]$$

avec

$$V_{R_6} = 2 (V_{E_3} + V_{EB}) = 3,4 \text{ V}$$

$$V_{R_7} = 1 \text{ V}$$

cela donne :

$$V_{CC} = 44 \text{ V}$$

on a par suite :

$$I_{B_3} = \frac{I_{S \max}}{\beta_{(3)}} = \frac{3,2}{20} = 160 \text{ mA}$$

en faisant passer 5 mA dans R_8 , on a :

$$R_8 = R_{10} = \frac{V_{E_{(3)}} + V_{EB}}{5} = 330 \Omega$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{B_3} + I_{R_8}}{\beta_{(2)}} = \frac{165}{100} = 1,65 \text{ mA}$$

$$R_6 = \frac{V_{R_6}}{I_{B_2}} = \frac{3,4}{1,65} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = \frac{1}{I_{B_2}} = \frac{1}{1,65} \approx 680 \Omega$$

$$R_{ent(3)} = \frac{V_{EB(3)}}{I_{B_3}} + \beta_3 R_9 = \frac{0,7}{0,16} + 20 \times 0,33 = 11 \Omega$$

$$R_{ent(2)} = \frac{V_{EB}}{I_{B_2}} + \beta_2 \frac{R_8 R_{ent(3)}}{R_8 + R_{ent(3)}} = 1,42 \text{ k}\Omega$$

$$R_e = \frac{R_{ent(2)} I_{B_{(4)}} - V_{EB_{(4)}}}{\beta_{(4)} I_{B_{(4)}}} = 8,2 \Omega$$

au repos on a :

$$V_{(a)} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{44}{2} = 22 \text{ V}$$

quand T_1 est saturé, le point (a) passe de $V_{(a)}$ à $V_{(a)} - V_{S \max} = 6 \text{ V}$. Cette tension se partage de la façon suivante :

$$6 = V_{E_1} + V_{CE_{sat(1)}} + V_{EB_{(4)}} + V_{Re}$$

Le courant dans T_4 est le même que celui précédemment établi pour T_2 :

$$I_{C_2} = 165 \text{ mA}$$

d'où : $V_{Re} = R_e I_{C_4} = 0,165 \times 8,2 = 1,35 \text{ V}$

ce qui donne : $V_{E_1} + V_{CE_{\text{sat}}(1)} = 6 - 1,35 = 4,65 \text{ V}$

avec 1 volt de $V_{CE_{\text{sat}}(1)}$, on a :

$$V_{E_1} = 3,65 \text{ V}$$

recherche du courant dans R_6 et R_7 — la tension base de T_2 par rapport au point (a) est :

$$V_{B_2} = (V_{(a)} - V_{S_{\text{max}}}) + 2 V_{EB} = 6 + 1,4 = 7,4 \text{ V}$$

d'où : $I_{C_{\text{sat}}} = \frac{V_{CC} - V_{B_2}}{R_6 + R_7} = \frac{44 - 7,4}{2,48} \approx 14,7 \text{ mA}$

$$R_4 = \frac{V_{R_4}}{I_{S_{\text{sat}}}} = \frac{3,65}{14,7} \approx 0,22 \text{ k}\Omega = 220 \Omega$$

Le courant dans la branche R_5 , D_1 , D_2 , D_3 est :

$$I_S = I_{C_{\text{sat}}} - I_{B_{(2 \text{ ou } 4)}} = 14,7 - 1,65 = 13 \text{ mA}$$

La différence des tensions des bases de T_2 et T_4 est :

$$V_{B_2} = 7,4 \text{ V}$$

$$V_{B_4} = V_{E_{(1)}} + V_{CE_{\text{sat}}(1)} = 4,65 \text{ V}$$

$$V_{B_2} - V_{B_4} = 7,4 - 4,65 = 2,75 \text{ V}$$

Les diodes D_1 , D_2 et D_3 font 2,1 volts — reste à assurer une tension de 0,65 V au moyen de R_5

$$R_5 = \frac{0,65}{I_S} = \frac{0,65}{13} = 50 \Omega$$

une résistance ajustable de 100 Ω fera très bien l'affaire.

Calculons le courant dans R_6 et R_7 en l'absence de signal de sortie ($V_{S_{\text{max}}} = 0$).

$$V_{R_6} + V_{R_7} = V_{CC} - \left(\frac{V_{CC}}{2} + 2 V_{EB} \right) = 44 - 23,4 = 20,6 \text{ V}$$

d'où : $I_{C_0} = \frac{20,6}{R_6 + R_7} = \frac{20,6}{2,48} = 8,3 \text{ mA}$

ce qui donne au repos :

$$V_{E_1} = R_4 I_{C_0} = 0,22 \times 8,3 = 1,826 \text{ V}$$

d'où : $V_{B_{(1)}} = V_{E_{(1)}} + V_{EB} = 1,826 + 0,7 = 2,526 \text{ V}$

$$I_{B_{(1)}} = \frac{I_{C_0}}{\beta_{(1)}} = \frac{8,3}{100} = 0,083 \text{ mA}$$

avec : $I_{P_0} = 10 I_{B_{(1)}} = 0,8 \text{ mA}$,

il vient : $R_1 = \frac{V_{B_{(1)}}}{I_{P_0}} = \frac{2,526}{0,8} = 3,3 \text{ k}\Omega$

$$R_2 + R_3 = \frac{V_{(a)} - V_{B_{(1)}}}{I_{P_0}} = \frac{22 - 2,526}{0,8} = 25 \text{ k}\Omega$$

on peut faire :

$$\begin{aligned} R_2 &= 15 \text{ k}\Omega && \text{(fixe)} \\ R_3 &= 10 \text{ k}\Omega && \text{(ajustable)} \end{aligned}$$

La liste des composants du montage de la figure 81. Amplificateur quasi complémentaire de 50 watts max, est donnée ci-après.

$$\begin{aligned} T_1, & \text{ BC 115, } T_2, 2 \text{ N 2219, } T_4, 2 \text{ N 2905, } T_3 = T_5 = \\ & 2 \text{ N 3055, } C_1 = 25 \text{ MF, } C_2 = 100 \text{ pF, } C_3 = 100 \text{ MF,} \\ & C_4 = 100 \text{ MF, } C_5 = 2500 \text{ MF, } R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega, \\ & R_2 = 15 \text{ k}\Omega, R_3 = 10 \text{ k}\Omega \text{ ajust, } R_4 = 220 \Omega, \\ & R_5 = 50 \text{ ajust, } R_6 = 1,8 \text{ k}\Omega, R_7 = 680 \Omega, \\ & R_8 = R_{10} = 330 \Omega, R_9 = R_{11} = 0,33 \Omega, R_e = 8,2 \Omega \\ & Z_L = 5 \Omega - V_{CC} = 44 \text{ V.} \end{aligned}$$

10.5.3. — Amplificateurs de puissance à tensions d'alimentation symétriques $\pm V_{CC}$

Un amplificateur de puissance, qu'il soit du type complémentaire ou du type quasi complémentaire, peut fonctionner avec deux tensions d'alimentation symétriques $\pm V_{CC}$. Un premier avantage de ces montages, est la suppression du condensateur de sortie C_5 . En effet, à l'équilibre ($V_s \text{ max} = 0$) les tensions d'alimentation + et $-V_{CC}$ s'annulent au point (a) et un zéro électrique apparaît :

$$V_{(a)} = 0$$

dans ces conditions, aucun courant continu ne circule dans la charge et par conséquent C_5 (fig. 81) devient inutile. La figure 82 donne un schéma de principe d'un montage à tensions d'alimentation symétrique, à étage de sortie complémentaire. L'ensemble C_6 - R_{14} constitue le circuit de contre-réaction linéaire. On peut aussi observer que la polarisation du transistor d'entrée T_1 se fait par l'émetteur au moyen d'une boucle (R_3, R_4, R_5), comprise entre l'émetteur de ce transistor et la base de T_2 . Le condensateur C_2 détruit l'effet de contre-réaction produit par la boucle de polarisation précitée. Remarquons que l'ensemble T_2, T_3, T_4, T_5 et T_6 forme un amplificateur en tous points identique à celui de la figure 80. Le transistor d'entrée T_1 , outre son rôle opérationnel habituel, adapte les circuits d'entrée (C_1, R_1) à la base de T_2 . En remplaçant R_{10} par une résistance variable, T_1 peut être polarisé comme indiqué par le petit circuit ajouté à la figure 82. Dans ce cas, R_4 disparaît.

La diode D_z — Zener de faible tension — est utilisée pour améliorer le raccordement des caractéristiques des transistors de sortie et améliorer l'équilibre du point (a). La figure 83 donne le schéma de principe d'un amplificateur symétrique, on y trouve les mêmes compositions que dans celui de la figure 82.

D'autres avantages sont à noter, par exemple, les puissances de sortie sont bien plus élevées que celles obtenues avec des montages à une alimentation, la distorsion globale reste inférieure à 0,1 % dans la plupart des cas, surtout aux fréquences basses qui n'ont plus à subir l'effet du condensateur de sortie; et enfin, une plus grande souplesse de fonctionnement.

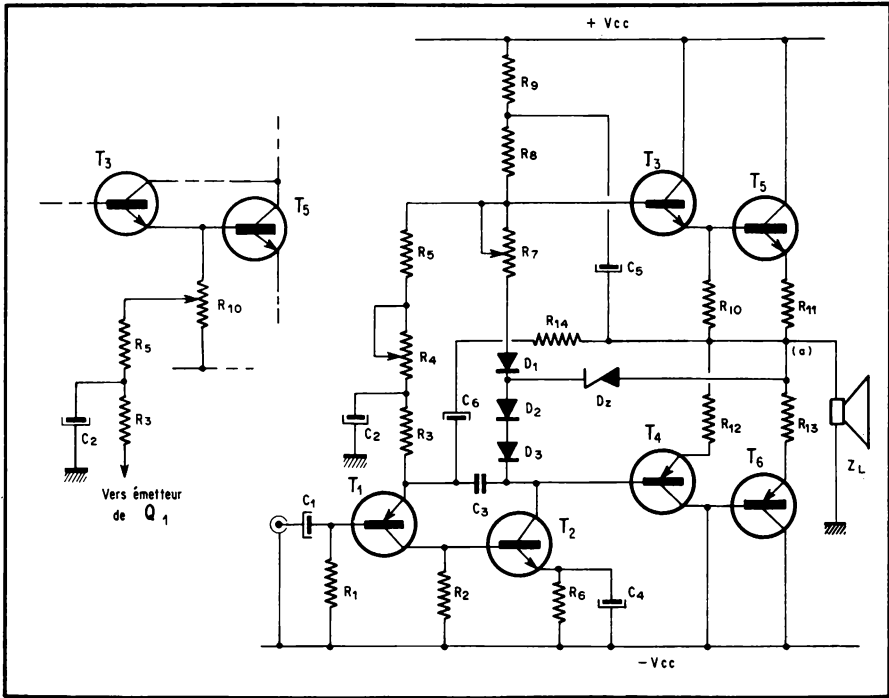


Fig. 82. — (ci-dessus)
Schéma de principe
d'un amplificateur du
type complémentaire à
alimentations symé-
triques.

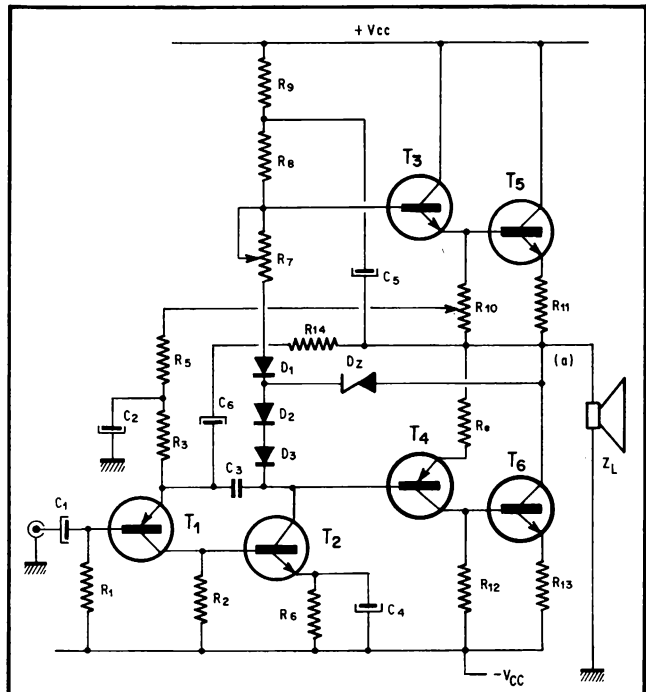


Fig. 83. — (à droite)
Schéma de principe
d'un amplificateur du
type quasi-complémentaire à
alimentation
symétrique.

11.5.3. — Circuit de réglage du courant de repos

Dans les amplificateurs de puissance à grand rendement, la qualité est accrue par l'utilisation d'un circuit correcteur de courant de repos. Ce courant est extrêmement capricieux et peut provoquer souvent des instabilités de fonctionnement relativement importantes, pour y remédier, on remplace la résistance ajustable du circuit de collecteur du transistor d'attaque, par un autre transistor fonctionnant en tension flottante, un schéma de principe est donné par la figure 84 — quoique évident, le fonctionnement du transistor T_0 mérite quelques expli-

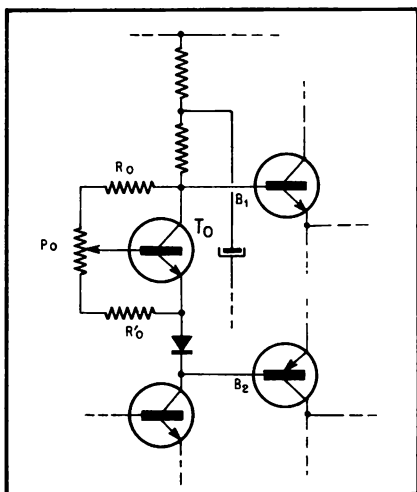


Fig. 84. — Circuit correcteur de courant de repos à tension flottante.

cations : le potentiomètre P_0 étant réglé pour un courant de repos donné, quand l'amplificateur fonctionne, les fluctuations dues aux signaux appliqués sur les bases B_1 et B_2 , imposent au transistor T_0 un courant de conduction pratiquement sans variation appréciables, de sorte que la résistance qui apparaît entre le collecteur et l'émetteur de ce transistor reste sensiblement constante. Ce qui assure une stabilité suffisante du montage.

12.5.3. — Circuits de protection

Dans les amplificateurs de fortes puissances, les courants et les tensions mis en jeu sont de grandes amplitudes. Les risques de claquage par amorçages sont fréquents et les composants, particulièrement les transistors de sortie, sont toujours en danger. Il serait regrettable de les endommager par suite de fausses manœuvres par exemple ou de court-circuit accidentel de la charge. Aussi, envisage-t-on avec intérêt, des circuits de protection, qui ont pour rôle de préserver de tout accident, d'une part les circuits propres à l'amplificateur, et également ceux des alimentations. Un de ces circuits conseillé par la RCA est représenté dans la figure 85.

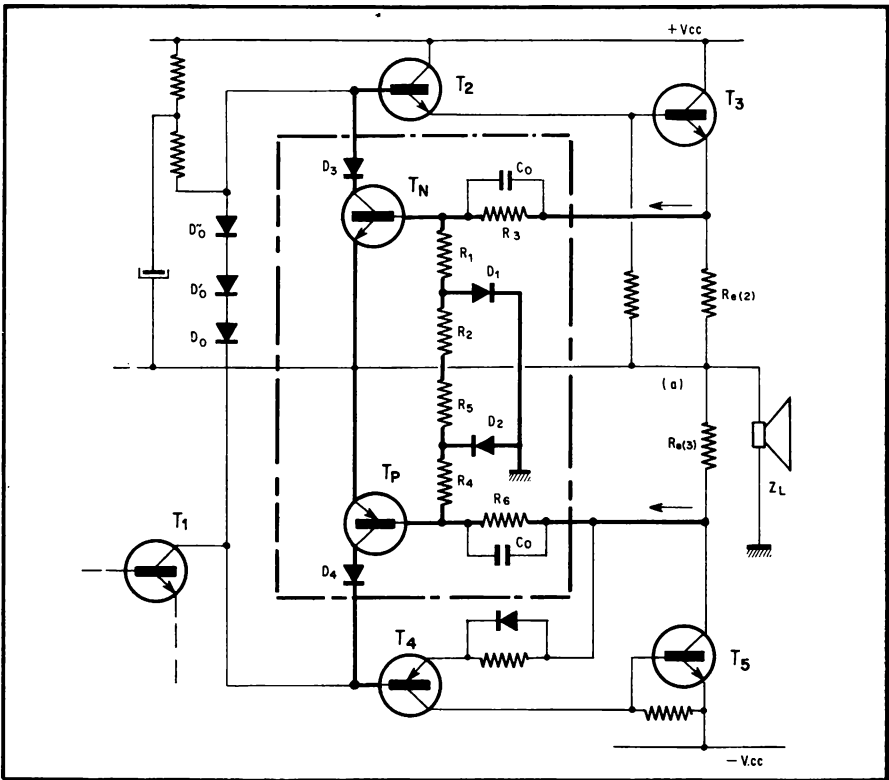


Fig. 85. — Circuit de protection préconisé par RCA.

On reconnaît dans les transistors T_1 , T_2 , T_3 , T_4 et T_5 , la partie finale de l'amplificateur de la figure 83 (T_2 , T_3 , T_4 , T_5 et T_6). Le circuit de protection est tracé en trait gras. Le principe de fonctionnement peut sommairement s'expliquer de la manière suivante.

En fonctionnement normal — régime sinusoïdal — les tensions qui apparaissent aux bornes des résistances d'émetteur $R_{e(2)}$ et $R_{e(3)}$, sont respectivement appliquées sur les bases de T_n et T_p à travers les résistances R_3 et R_6 . Les systèmes de polarisation de ces deux transistors (R_1 , D_1 , R_2 pour T_n et R_4 , D_2 , R_5 pour T_p), sont réglés de telle façon que le signal réel appliqué sur les bases assure la polarisation correcte des transistors d'attaque T_2 et T_4 à travers les diodes de niveau D_3 et D_4 . Si durant le fonctionnement, un court-circuit de la charge Z_L , venait à se produire, les courants d'émetteur (T_3) et de collecteur (T_5) se mettraient à croître rapidement et les étages de sortie fonctionneraient en régime continu. Dans ces conditions les tensions « continues » qui se développent aux bornes des résistances $R_{e(2)}$ et $R_{e(3)}$ deviennent suffisantes pour saturer les transistors T_n et T_p , les diodes de niveau D_3 et D_4 deviennent fortement conductrices et tout se passe comme si les bases de T_2 et T_4 étaient directement reliées au potentiel de la ligne (a), c'est-à-dire zéro (produit par le court-circuit de la charge). Dans

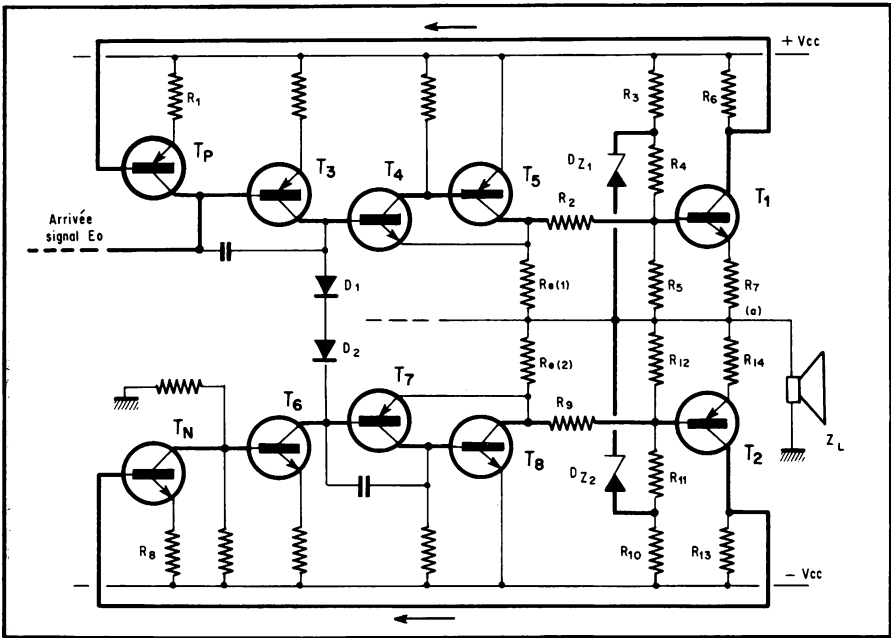


Fig. 86. — Circuit de protection préconisé par Motorola.

ces conditions aucune tension n'étant plus appliquée sur les bases des transistors d'attaque T_2 et T_4 , aucun courant ne circule plus dans le système qui par conséquent demeure bloqué aussi longtemps que le court-circuit de la charge persiste. Les petits condensateurs notés C_0 assurent le transfert des tensions du court-circuit qui apparaissent aux bornes des résistances $R_{e(2)}$ et $R_{e(3)}$ vers les bases des transistors T_n et T_p dès que le court-circuit se manifeste. Un autre type de circuit de protection, pratiqué par *Motorola* est représenté dans la figure 86. Dans ce schéma les transistors T_3 , T_4 , T_5 , T_6 , T_7 et T_8 forment la partie finale de l'amplificateur.

Les transistors T_1 et T_p d'une part, et T_2 et T_n d'autre part, organisent le circuit de protection proprement dit.

Le signal basse fréquence est appliqué au point E_0 et atteint la base T_3 . Ce signal est ensuite transféré d'une part vers le couple T_4 , T_5 (Darlington complémentaire) et d'autre part, à travers les diodes D_1 et D_2 , vers le couple T_7 , T_8 . Les diodes Zener, D_{z1} et D_{z2} assurent, avec respectivement les ensembles R_3 , R_4 et R_5 , et R_{10} , R_{11} et R_{12} le niveau de polarisation des transistors T_1 et T_2 , de sorte qu'en fonctionnement normal, le signal qui apparaît sur les bases de T_p et T_n soit suffisant pour assurer une polarisation normale des bases des transistors T_3 et T_6 . En régime sinusoïdal, l'ensemble de protection ne joue qu'un rôle d'équilibrage complémentaire. Quant à la suite d'un court-circuit de la charge Z_L , Le système se met à fonctionner en régime continu, les tensions qui apparaissent aux bornes des résistances R_7 et R_{14} sont telles que les transistors T_1 et T_2 se mettent à conduire au-delà des limites normales et les transistors T_p et T_n se saturent.

Ainsi la base de T_3 , devenant très positive et celle de T_6 très négative, ces deux transistors se bloquent, aucun signal ne peut plus être transféré vers T_4 et T_7 et tout se passe comme si les bases de ces transistors étaient en court-circuit à travers les diodes D_1 et D_2 . Dans ces conditions, aucun courant ne circule dans le circuit de sortie qui demeure inerte aussi longtemps que le court-circuit de la charge persiste. Les résistances R_2 et R_9 limitent les courants de base de T_1 et T_2 pendant le fonctionnement normal.

Le chapitre 4 donne un certain nombre de schémas d'amplificateurs de puissance à titre d'exemples, le lecteur pourra en examiner les différentes conceptions.

CHAPITRE 6

SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Comme il a déjà été dit, les schémas qui sont donnés dans ce chapitre sont montrés à titre d'exemple. En général ces réalisations ont fait l'objet de maquettes, elles sont toutes de très bonnes qualités.

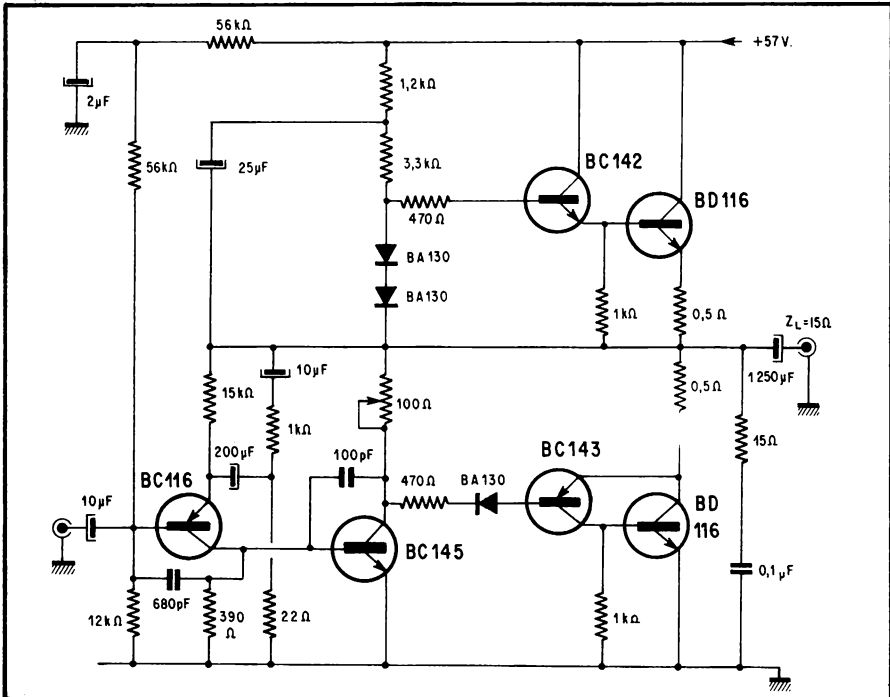


Fig. 87. — Amplificateur 20 watts de SGS-Fairchild.

1.6.3. — Amplificateurs de 20 watts de SGS-FAIRCHILD

La figure 87 donne le schéma électrique de cet amplificateur dont les performances sont les suivantes :

— Puissance de sortie	: 20 W
— Distorsion d'harmoniques à 20 W	: <0,1 %
— Réponse en fréquence à -3 dB	: 20 Hz à 50 kHz
— Signal d'entrée pour 20 W	: 450 mV
— Résistance d'entrée	: 10 kΩ
— Niveau de bruit	: -80 dB

2.6.3. — Amplificateur 15/30 watts (suivant charge) de SGS-FAIRCHILD

Le schéma de cet amplificateur est donné dans la figure 88.

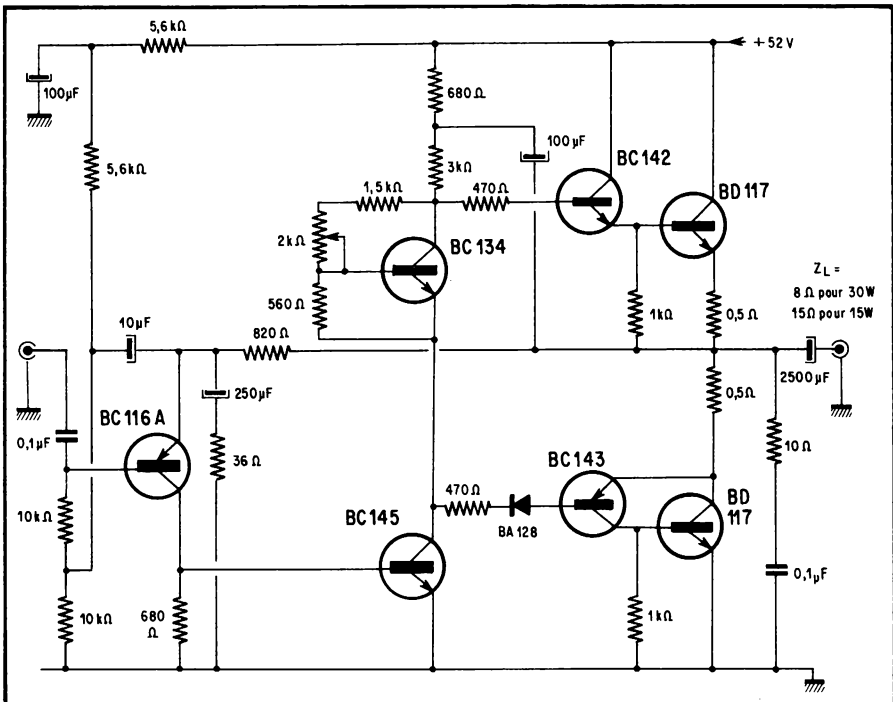


Fig. 88. — Amplificateur 15-30 watts (selon valeur de la charge Z_L), de SGS-Fairchild.

Les performances sont les suivantes :

- Puissance de sortie : 30 W pour $Z_L = 8 \Omega$
- Distorsion d'harmoniques : 15 W pour $Z_L = 15 \Omega$
0,04 % à 30 W
0,02 % à 15 W
- Réponse en fréquence à -3 dB : 28 Hz à 80 kHz
- Résistance d'entrée : 600 k Ω
- Sensibilité d'entrée : 700 mV pour 30 W
750 mV pour 15 W

On peut remarquer que dans ce montage le système de contrôle du courant de repos, utilise un circuit identique à celui de la figure 84.

3.6.3. — Amplificateur de 20 watts de SGS-FAIRCHILD, utilisant un circuit de protection du même type que celui de la figure 85

Le circuit électrique de cet amplificateur est donné par la figure 89. Il s'agit pratiquement du même montage que celui de la figure 87, auquel on y a adjoint un circuit de protection identique à celui de la figure 85.

Les performances sont les suivantes :

- Puissance de sortie : 20 W

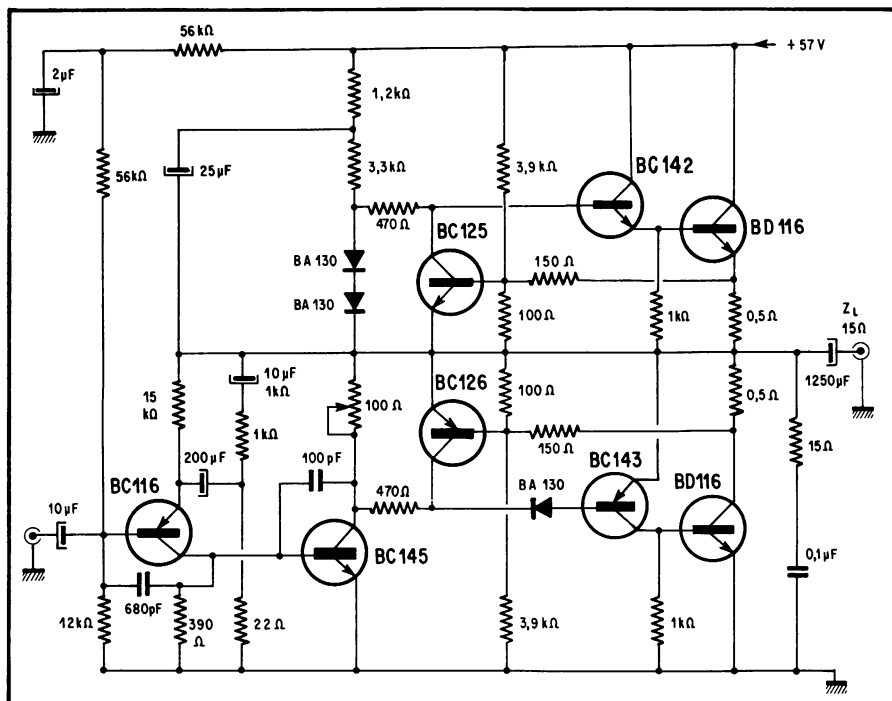


Fig. 89. — Amplificateur de 20 watts avec circuit de protection de SGS-Fairchild.

- Distorsion : $< 0,1 \%$
- Réponse en fréquence à -3 dB : 20 Hz à 50 kHz
- Résistance d'entrée : 10 k Ω
- Sensibilité à 1 kHz : 450 mV
- Niveau de bruit : -80 dB

4.6.3. — Amplificateurs du type complémentaire de Motorola

Deux montages semblables sont représentés dans la figure 90. L'un fournit 5 watts, l'autre 10 watts.

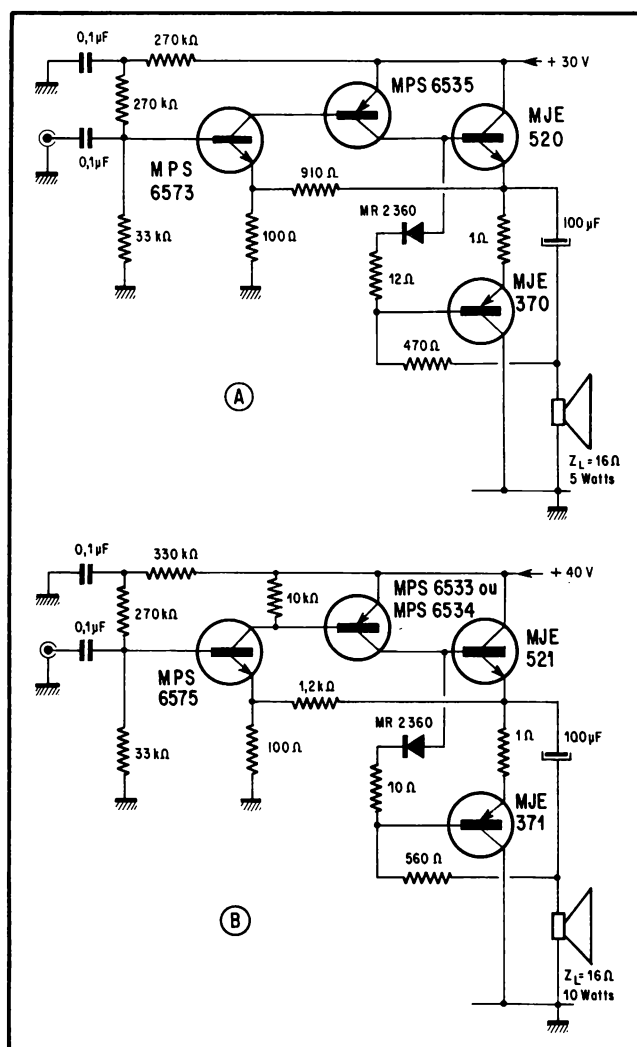
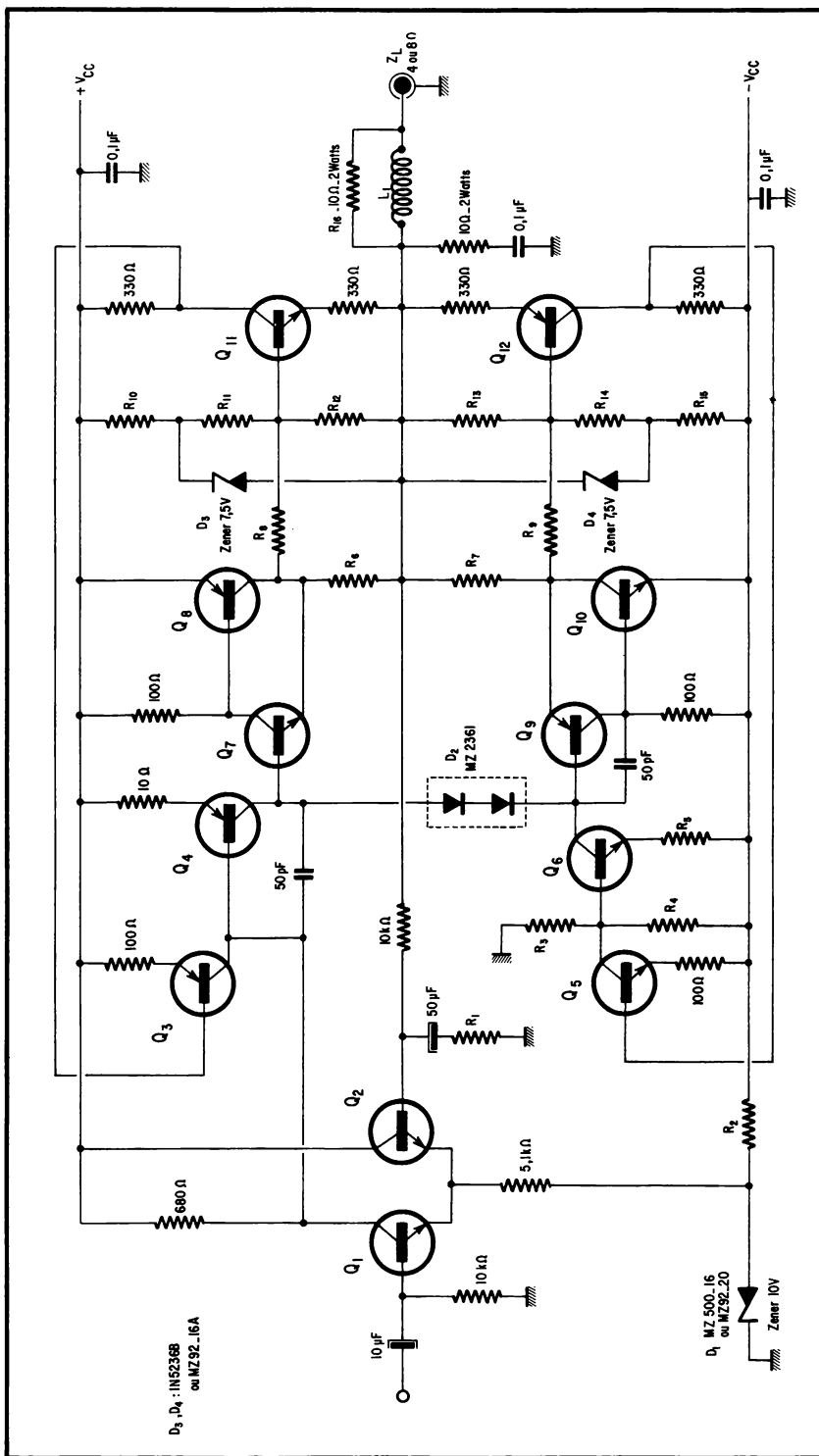


Fig. 90. — Deux amplificateurs de Motorola : (A) 5 watts; (B) 10 watts.

Puissances (W)	7	10	15	20	25	30	35
V_{cc} (V)	26	30	35	43	46	50	54
R_1	2,7 M Ω	2,7 M Ω	560 k Ω	560 k Ω	220 k Ω	220 k Ω	220 k Ω
R_2	1,2 M Ω	1 M Ω	330 k Ω	330 k Ω	150 k Ω	150 k Ω	150 k Ω
R_3	390 k Ω	820 k Ω	120 k Ω	120 k Ω	47 k Ω	47 k Ω	47 k Ω
R_5	100 Ω	82 Ω	100 Ω	75 Ω	220 Ω	270 Ω	270 Ω
R_6	8,2 k Ω	8,2 k Ω	10 k Ω	10 k Ω	10 k Ω	10 k Ω	10 k Ω
R_7	3,9 k Ω	3,9 k Ω	4,7 k Ω	5,6 k Ω	5,6 k Ω	6,8 k Ω	8,2 k Ω
Q_1	MPS6571	MPS6571	MPS6571	MPS6571	MPS6571	MPS6571	MPS6571
Q_2	2N5087	2N5087	2N5087	2N5087	MPSA56	MPSA56	MPSA56
Q_3	MPSA05	MPSA05	MPSA05	MPSA05	MPSA05	MPSA05	MPSA05
Q_4	MPSA55	MPSA55	MPSA55	MPSA55	MPSA55	MPSA55	MPSA55
Q_5	MJE371	MJE371	MJE105	MJE105	MJE2901	MJE2901	MJE2901
Q_6	MJE571	MJE571	MJE205	MJE205	MJE2801	MJE2801	MJE2801
Sensibilité (V)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,45	0,4	0,45
Distorsion à demi-puissance (%)	0,5	0,5	0,25	0,25	0,1	0,1	0,1
Résistance d'entrée	800 k Ω	700 k Ω	200 k Ω	200 k Ω	90 k Ω	90 k Ω	90 k Ω

Fig. 93. — Tableau des valeurs des composants du montage de la figure 92.



la valeur des composants et celle de l'alimentation sont réunies dans le tableau de la figure 93. Les amplificateurs *Motorola* des figures 91 et 92 sont tirés de la note d'application AN-484.

7.6.3. — Amplificateur de Motorola pouvant fournir de 35 à 100 watts

De conception plus complexe mais aussi facile à réaliser que le précédent, l'amplificateur dont le schéma électrique est donné dans la figure 94 répond à toutes les possibilités de fortes puissances, selon les composants choisis dans les tableaux des figures 95 et 96, cet amplificateur peut fournir de 35 à 100 watts, il est pourvu d'un circuit de protection identique à celui de la figure 86. Les principales performances de ce montage sont :

Puissance (W)	35	50	60	75	100
$R_1 (\Omega) \pm 5 \%$	820 560	680 470	620 430	560 390	470 330
$R_2 (k\Omega) \pm 10 \%$	2,7 3,9	3,3 4,7	3,9 5,6	4,7 6,8	5,6 8,2
$R_3 (k\Omega) \pm 5 \%$	18 22	22 27	22 33	27 33	33 39
$R_4 (k\Omega) \pm 5 \%$	1,2 1,2	1,2 1,2	1,2 1,2	1,2 1,2	1,2 1,2
$R_5 (\Omega) \pm 5 \%$	120 180	100 150	120 120	91 150	68 100
$R_6, R_7 (\Omega) \pm 5 \%$	0,39 0,47	0,33 0,43	0,33 0,39	0,33 0,39	0,39 0,39
$R_8, R_9 (\Omega) \pm 10 \%$	390 240	360 270	430 300	620 390	1 000 510
$R_{10}, R_{15} (k\Omega) \pm 5 \%$	2,7 3	3,3 3,9	3,9 4,7	5,6 6,8	8,2 9,1
$R_{11}, R_{14} (k\Omega) \pm 5 \%$	1,5 1,2	1,5 1,2	1,5 1,2	1,8 1,5	2,2 1,8
$R_{12}, R_{13} (\Omega) \pm 5 \%$	470 470	470 470	470 470	470 470	470 470
$\pm V_{CC} (V)$	21 27	25 32	27 36	30 40	34 45

Fig. 95. — Valeurs des composants et des alimentations selon la puissance choisie — dans chaque colonne la valeur du haut correspond à une charge Z_L de 4 Ω , celle du bas à une charge Z_L de 8 Ω .

Puissance (W)	35	40	60	75	100
Q₁₀ (NPN)	MJ2840 MJE2801	2N5302 MJ2841	2N5302 MJ2841	MJ802 MJ802	MJ802 MJ802
Q₈ (PNP)	MJ2940 MJ2901	2N4399 MJ2941	2N4399 MJ2941	MJ4502 MJ4502	MJ4502 MJ4502
Q₇ (NPN)	MPSU05 MPSU05	MPSU05 MPSU06	MPSU06 MPSU06	PMSU06 MM3007	MPSU06 MM3007
Q₉ (PNP)	MPSU55 MPSU55	MPSU55 MPSU56	MPSU56 MPSU56	MPSU56 2N5679	MPSU56 2N5679
Q₆ (NPN)	MPSA05 MPSA06	MPSA06 MPSA06	MPSA06 MPSA06	MPSA06 MM3007	MPSU06 MM3007
Q₄ (PNP)	MPSA55 MPSA56	MPSA56 MPSA56	MPSA56 MPSA56	MPSA56 MM4007	MPSU56 MM4007
Ensemble différentiel Q₁-Q₂ Pour un seul canal.	MD8001 MD8002	MD8001 MD8002	MD8001 MD8002	MD8001 MD8003	MD8002 MD8003
Pour deux canaux . Version stéréo . . .	MFC8000 MFC8000	MFC8000 MFC8001	MFC8000 MFC8001	MFC8000 MFC8002	MFC8001 MFC8002

Fig. 96. — Choix des transistors pour l'amplificateur de la figure 94. Dans chaque petit rectangle le type du haut correspond à une impédance Z_L de 4Ω ; celui du bas à une Z_L de 8Ω . Q 11 = MPSL 01. Q 12 = MPSL 51.

- Puissance de sortie :
de 35 à 100 W
- Sensibilité d'entrée :
1 V eff
- Résistance d'entrée :
10 k Ω
- Bande passante à 1/2 dB :
de 20 Hz à 20 kHz
- Distorsion d'harmonique :
<0,2 % de 100 mW à la puissance max.

Ces performances se passent de commentaires (note d'application *Motorola* AN 485). La self L_1 est réalisée en enroulant 20 spires jointives sur toute la longueur de R_{16} . Comme on peut le constater cet amplificateur utilise deux alimentations complémentaires, ce qui évite l'emploi d'un condensateur de sortie.

Notons que les diodes Zener D_3 et D_4 (7,5 V), peuvent être remplacée par la jonction émetteur-base d'un transistor au silicium du type MPS 6512. Identique-

ment, la zéner D_1 (10 V), peut être remplacée de la même manière par la jonction émetteur-base d'un transistor *Motorola* du type BC 317. Dans l'un et l'autre cas les collecteurs ne sont pas connectés.

8.6.3. — Amplificateurs à transistors complémentaires de RCA pouvant fournir de 5 à 20 watts

La figure 97 donne le schéma de principe de cet amplificateur de conception aisée et de bonne qualité. Les figures 98 et 99 donnent respectivement la valeur des éléments et les composants qui sont utilisés pour les différentes puissances choisies.

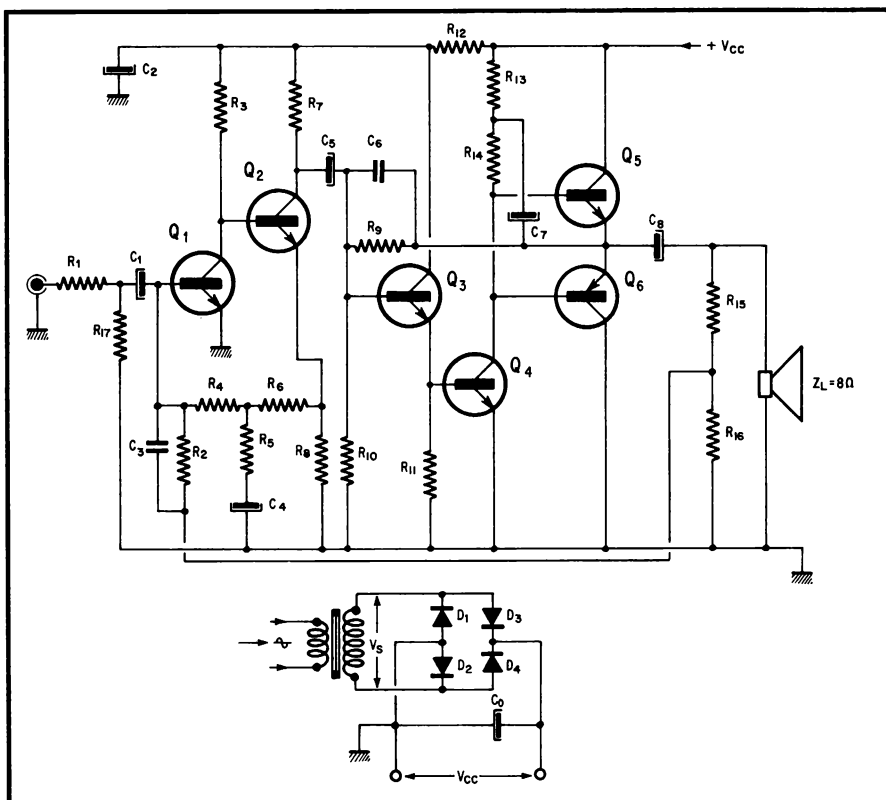


Fig. 97. — Amplificateur de RCA à transistors complémentaires pouvant fournir de 5 à 20 watts.

Puissance (W)	5	7	12	16	20
V_s (V)	17/1 A	21/1 A	25,5/1 A	28,5/1 A	32/1 A
V_{CC} (V)	24	29	36	40	44
R_1	51 k Ω	27 k Ω	16 k Ω	10 k Ω	8,2 k Ω
R_2	100 k Ω	100 k Ω	100 k Ω	100 k Ω	100 k Ω
R_3	68 k Ω	91 k Ω	91 k Ω	91 k Ω	91 k Ω
R_4	51 k Ω	51 k Ω	51 k Ω	51 k Ω	51 k Ω
R_5	3,3 k Ω	5,1 k Ω	7,5 k Ω	6,8 k Ω	8,2 k Ω
R_6	51 k Ω	51 k Ω	51 k Ω	51 k Ω	51 k Ω
R_7	3,9 k Ω	3,9 k Ω	2,7 k Ω	2,7 k Ω	2,2 k Ω
R_8	620 Ω	620 Ω	390 Ω	430 Ω	360 Ω
R_9	12 k Ω	22 k Ω	18 k Ω	27 k Ω	22 k Ω
R_{10}	3,6 k Ω	2,4 k Ω	1,8 k Ω	1,8 k Ω	1,3 k Ω
R_{11}	510 Ω	510 Ω	510 Ω	510 Ω	510 Ω
R_{12}	1,8 k Ω	2,7 k Ω	3,3 k Ω	6,8 k Ω	4,7 k Ω
R_{13}	110 Ω /1 W	120/1 W	91/2 W	120/2 W	100/2 W
R_{14}	110 Ω /1 W	120/1 W	91/2 W	120/2 W	100/2 W
R_{15}	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
R_{16}	27 Ω	47 Ω	56 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{17}	22 k Ω	22 k Ω	néant	néant	néant
C_1	0,25 μ F	0,5 μ F	1 μ F	1 μ F	2 μ F
C_2	500 μ F	500 μ F	500 μ F	500 μ F	500 μ F
C_3	5 pF	5 pF	10 pF	22 pF	10 pF
C_4	10 μ F	10 μ F	10 μ F	10 μ F	10 μ F
C_5	10 μ F	10 μ F	10 μ F	10 μ F	10 μ F
C_6	150 pF	150 pF	220 pF	470 pF	270 pF
C_7	500 μ F	500 μ F	500 μ F	500 μ F	500 μ F
C_8	500 μ F	500 μ F	500 μ F	500 μ F	500 μ F

Fig.98 — Valeurs des éléments et tensions d'alimentation pour les différentes puissances de l'amplificateur de la figure 97.

Puissance (W)	5	7	12	16	20
Q_1	2N3391A	2N3391A	2N3391A	2N3391A	2N3391A
Q_2	2N3393	2N3393	2N3393	2N3393	2N3393
Q_3	2N3393	2N3393	2N3393	2N3393	2N3393
Q_4	40616	40616	40389	40625	40628
Q_5	40615	40621	40622	40624	40627
Q_6	40614	40022	40050	40623	40626
D_1, D_2, D_3, D_4 . . .	40267	40267	40267	40267	40267
Sensibilité	100 mV	110 mV	100 mV	120 mV	100 mV
Résist. entrée	51 k Ω	27 k Ω	16 k Ω	10 k Ω	8,2 k Ω
Niveau du bruit	70 dB	70 dB	75 dB	66 dB	82 dB
Distorsion	0,6 %	0,8 %	0,6 %	0,2 %	0,25 %

Fig. 99. — Choix des composants, et aperçu des performances essentielles du montage de la figure 97.

9.6.3. — Amplificateur du type quasi complémentaire de RCA, à tensions symétriques pouvant fournir de 5 à 10 watts

Le montage de la figure 100 représente un amplificateur intéressant de RCA pouvant fournir des puissances allant de 5 à 10 watts. La simplicité de ce type de montage et ses qualités très acceptables, feront qu'il pourra être choisi chaque fois que le caractère d'universalité se fait ressentir. Cependant, une observation doit être faite. En effet, on peut remarquer la présence d'une lampe du type cadran, notée NEMA n° 1156. Cet élément doit pouvoir supporter le courant de basses fréquences qui passe dans le haut-parleur. Son rôle principal est d'apporter un effet de stabilisation de courant.

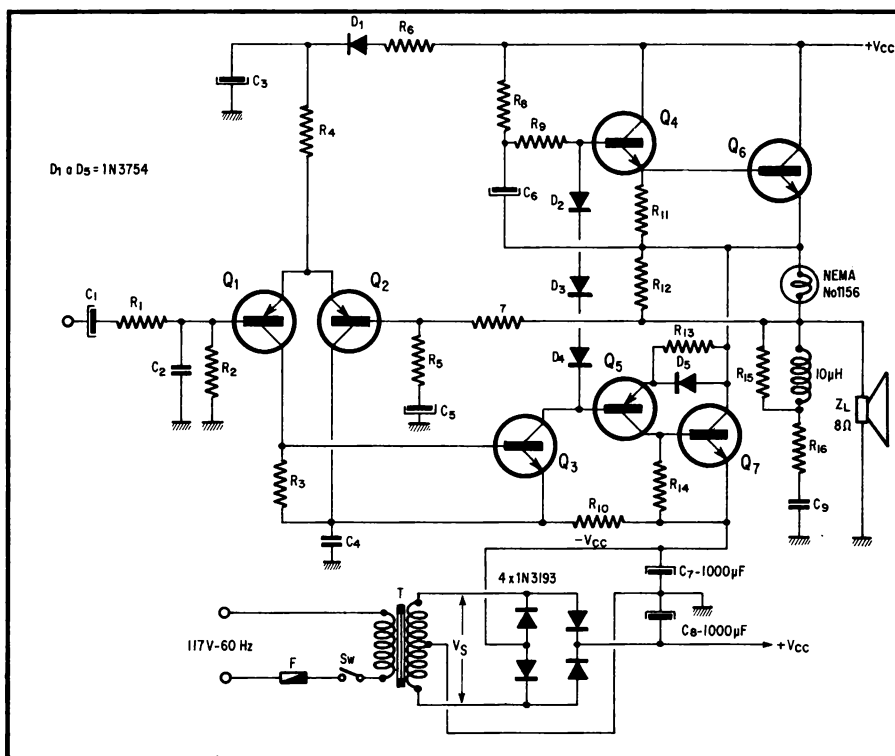


Fig. 100. — Amplificateur universel de RCA, pouvant fournir de 5 à 10 watts.

Fig. 101. — (page suivante en haut). Valeur des éléments et tension d'alimentation pour les différentes puissances de l'amplificateur de la figure 100.

Fig. 102. — (page suivante en bas). Choix des composants, et aperçu des performances essentielles du montage de la figure 100.

Puissance (W)	5	7	10
V_s (V)	20 à 700 mA	23 à 800 mA	26 à 1 A
$\pm V_{cc}$ (V)	15	17	19
R_1	1,8 k Ω	1,8 k Ω	1,8 k Ω
R_2	18 k Ω	18 k Ω	18 k Ω
R_3	680 Ω	680 Ω	680 Ω
R_4	6,8 k Ω	7,5 k Ω	8,2 k Ω
R_5	220 Ω	220 Ω	220 Ω
R_6	390 Ω	390 Ω	390 Ω
R_7	18 k Ω	18 k Ω	18 k Ω
R_8	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
R_9	1,8 k Ω	1,8 k Ω	1,8 k Ω
R_{10}	33 Ω	33 Ω	33 Ω
R_{11}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{12}	33 $\Omega/2$ W	22 $\Omega/2$ W	10 $\Omega/5$ W
R_{13}	47 Ω	47 Ω	47 Ω
R_{14}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{15}	22 Ω	22 Ω	22 Ω
R_{16}	22 Ω	22 Ω	22 Ω
C_1	5 μ F	5 μ F	5 μ F
C_2	180 pF	180 pF	180 pF
C_3	50 μ F	50 μ F	50 μ F
C_4	20 nF	20 nF	20 nF
C_5	50 μ F	50 μ F	50 μ F
C_6	50 μ F	50 μ F	50 μ F

Puissance (W)	5	7	10
Q_1 PNP	2N4249	2N4249	2N4249
Q_2 PNP	2N4249	2N4249	2N4249
Q_3 NPN	2N3568	2N3568	2N3568
Q_4 NPN	2N3568	2N3568	2N3568
Q_5 PNP	2N3638	2N3638	2N3638
Q_6 NPN	RCA 40629 $\approx$ 2N5295	RCA 40630 $\approx$ 2N5297	RCA 40631 $\approx$ 2N5295
Q_7 NPN	RCA 40629 $\approx$ 2N5295	RCA 40630 $\approx$ 2N5297	RCA 40631 $\approx$ 2N5295
Sensibilité à 1 kHz . . .	90 mV	100 mV	130 mV
niveau de bruit { entrée ouverte entrée en court-circuit .	65 dB 70 dB	65 dB 70 dB	65 dB 70 dB
Distorsion d'inter-modulation	0,5 %	0,5 %	0,5 %
Résistance d'entrée . . .		20 k Ω	20 k Ω

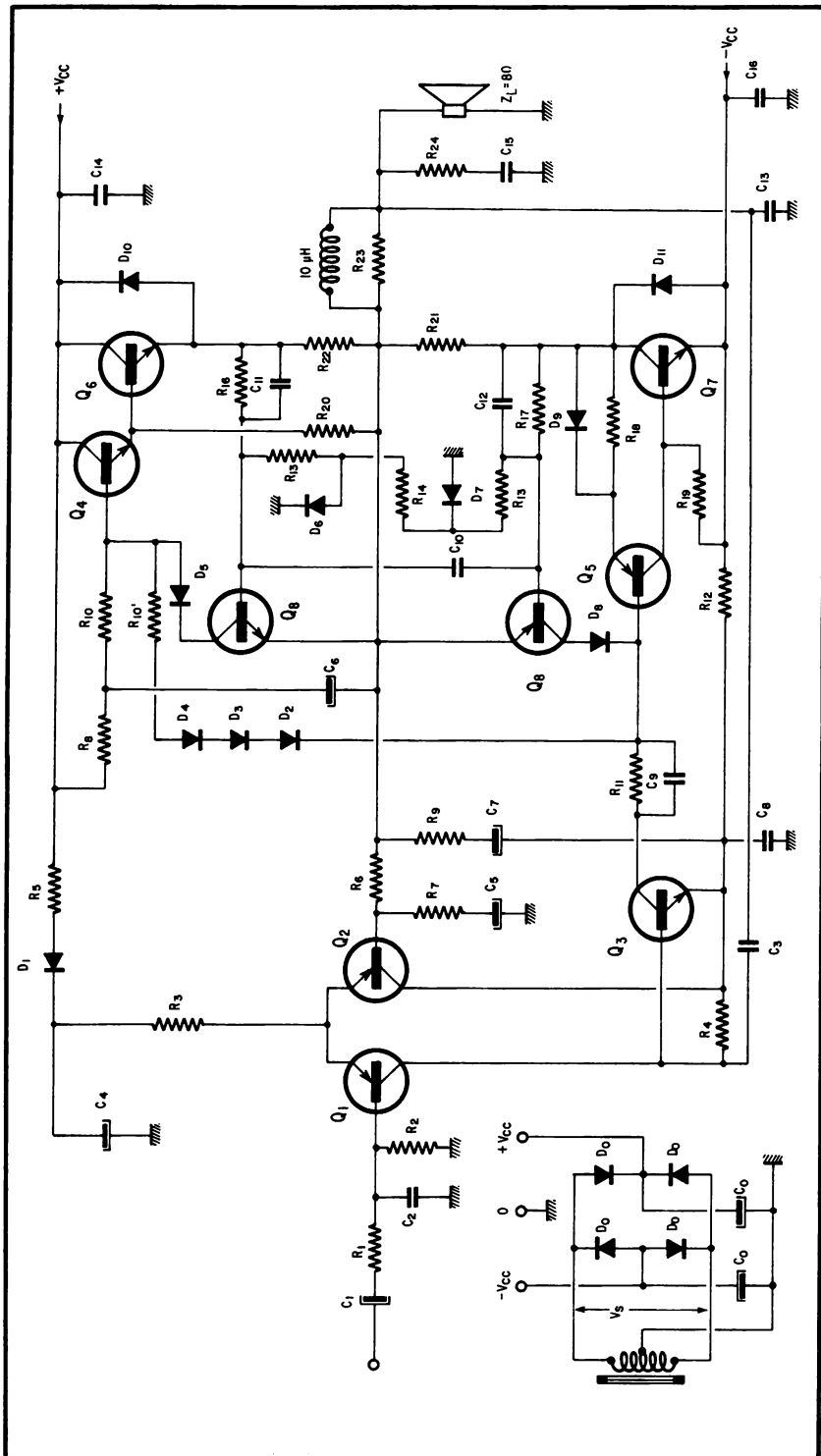


Fig. 103. — Amplificateur RCA de haute performance.

10.6.2. — Amplificateur de type quasi complémentaire de RCA, plus performant, pouvant fournir de 12 à 70 watts, à tensions symétriques

Les qualités de l'amplificateur de la figure 103 satisferont les plus exigeants. De hautes performances, et de conception moderne, il utilise un dispositif de protection de court-circuit. La figure 104 groupe les valeurs des éléments, et les composants à utiliser. Il est particulièrement recommandé de prendre garde à la tension d'isolement des condensateurs qui doit être considérée en relation étroite avec la valeur des tensions d'alimentation.

11.6.3. — Amplificateur de puissance de la firme ATES

La firme *Ates*, qui construit entre autre, des transistors d'excellente qualité qui s'adressent aux multiples domaines de l'électronique, produit des fiches techniques montrant l'utilisation de ses composants dans les applications d'amplificateurs à basses fréquences. La gamme est très étendue et va de l'amplificateur le plus modeste (100 mW), à l'amplificateur de hautes performances délivrant plus de 20 watts.

Il ne peut être question de donner ici le schéma de toutes les applications préconisées. Nous nous contenterons seulement de montrer quelques réalisations intéressantes dans les pages 154 et suivantes.

Puissance (W)		12	25	40	70
D_1 à D_9		1N3754	1N3754	1N3754	1N3754
D_{10} - D_{11}		1N3193	1N3193	1N3194	1N3194
D_0		1N3193	1N1614	1N1614	1N1614
V_s (V) à I_1 continu . . .		26 à 1 A	37 à 1,5 A	45 à 2 A	60 à 2,5 A
$\pm V_{cc}$ (V)		19	26	32	42
R_1		1,8 k Ω	1,8 k Ω	1,8 k Ω	1,8 k Ω
R_2		18 k Ω	18 k Ω	18 k Ω	18 k Ω
R_3		10 k Ω	12 k Ω	15 k Ω	18 k Ω
R_4		680 Ω	680 Ω	680 Ω	680 Ω
R_5		180 Ω	180 Ω	180 Ω	180 Ω
R_6		18 k Ω	18 k Ω	18 k Ω	18 k Ω
R_7		750 Ω	680 Ω	560 Ω	470 Ω
R_8		1 k Ω	1,8 k Ω	2,2 k Ω	2,7 k Ω
R_9		270 Ω	270 Ω	270 Ω	270 Ω
R_{10}		1,8 k Ω	2,2 k Ω	2,7 k Ω	3,3 k Ω
R_{10}'		néant	47 Ω	47 Ω	47 Ω
R_{11}		180 Ω	270 Ω	390 Ω	470 Ω
R_{12}		100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{13}		1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
R_{14}		4,7 k Ω	4,7 k Ω	4,7 k Ω	4,7 k Ω
R_{15}		1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
R_{16}		68 Ω	68 Ω	68 Ω	68 Ω
R_{17}		68 Ω	68 Ω	68 Ω	68 Ω
R_{18}		100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{19}		100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{20}		100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{21}		0,47 $\Omega/5$ W	0,43 $\Omega/5$ W	0,39 $\Omega/5$ W	0,33 $\Omega/5$ W
R_{22}		0,47 $\Omega/5$ W	0,43 $\Omega/5$ W	0,39 $\Omega/5$ W	0,33 $\Omega/5$ W
R_{23}		22 Ω	22 Ω	22 Ω	22 Ω
R_{24}		22 Ω	22 Ω	22 Ω	22 Ω
C_1		5 μ F	5 μ F	5 μ F	5 μ F
C_2		180 pF	180 pF	180 pF	180 pF
C_3		39 pF	39 pF	39 pF	39 pF
C_4		50 μ F	50 μ F	50 μ F	50 μ F

C ₅	50 μ F	50 μ F	50 μ F	50 μ F
C ₆	50 μ F	50 μ F	50 μ F	50 μ F
C ₇	50 μ F	50 μ F	50 μ F	50 μ F
C ₈	20 nF	20 nF	20 nF	20 nF
C ₉	20 nF	20 nF	20 nF	20 nF
C ₁₀	50 nF	50 nF	50 nF	50 nF
C ₁₁	50 nF	50 nF	50 nF	50 nF
C ₁₂	50 nF	50 nF	50 nF	50 nF
C ₁₃	50 nF	50 nF	50 nF	50 nF
C ₁₄	50 nF	50 nF	50 nF	50 nF
C ₁₅	20 nF	20 nF	20 nF	20 nF
C ₁₆	50 nF	50 nF	50 nF	50 nF
C ₀	2 100 μ F	2 100 μ F	3 500 μ F	3 500 μ F
Q ₁ , Q ₂ PNP	2N4249	2N4249	2N4249	2N4249
Q ₃ NPN	2N3568	2N3568	2N3568	2N3568
Q ₄ NPN	2N3568	2N3568	RCA40635 $\approx$ 2N3053	RCA40594 $\approx$ 2N5320
Q ₅ PNP	2N3638	2N3638	RCA40634 $\approx$ 2N4036	RCA40595 $\approx$ 2N5322
Q ₆ NPN	RCA40631 $\approx$ 2N5295	RCA40632 $\approx$ TA7314	RCA40633 $\approx$ 2N5036	RCA40636 $\approx$ 2N3055
Q ₇ NPN	RCA40631 $\approx$ 2N5295	RCA40632 $\approx$ TA7314	RCA40633 $\approx$ 2N5036	RCA40636 $\approx$ 2N3055
Q ₈ NPN	2N3568	2N3568	2N3568	2N3568
Q ₉ PNP	2N3638	2N3638	2N3638	2N3638
Sensibilité à 1 kHz (mV)	500	600	600	700
niveau de bruit { entrée ouverte . de entrée en bruit court-circuit . .	70/75 dB	75/80 dB	75/80 dB	80/85 dB
Résistance d'entrée . . .	20 k Ω	20 k Ω	20 k Ω	20 k Ω
Distorsion d'inter-modulation	0,2 %	0,1 %	0,1 %	0,1 %

12.6.3. — Amplificateurs ATEs pouvant fournir de 10 à 20 watts

La figure 105 donne le schéma électrique de l'amplificateur annoncé — comme on peut le constater, il s'agit d'un type quasi complémentaire utilisant la technique *p-n-p* (germanium). Il est recommandé d'utiliser, au moins pour les transistors de puissance, des dissipateurs thermiques (se rappeler que la température maximale admissible pour les transistors au germanium n'excède pas 80 à 90 °C). Les figures 106 et 107 donnent les valeurs des éléments (résistances et condensateurs — prévoir pour ces derniers des tensions d'isolement suffisantes) et les composants conseillés par *Ates*, et les performances essentielles.

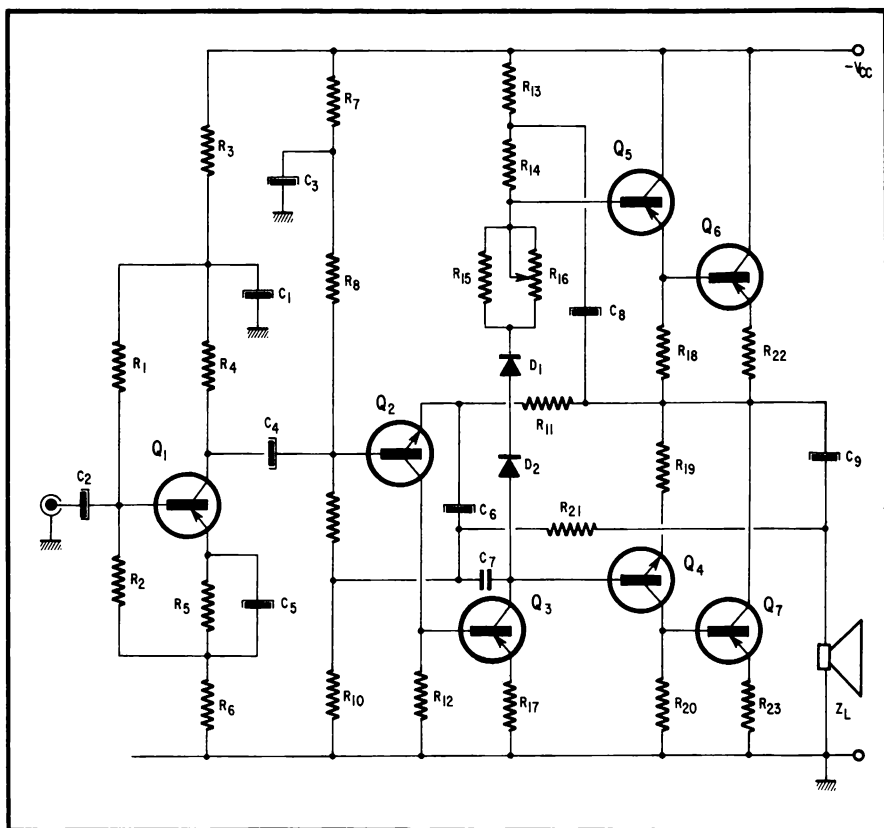


Fig. 105. — Schéma électrique de l'amplificateur ATEs prévu pour fournir de 10 à 20 watts.

Fig. 106. — (page suivante en haut), Liste des éléments de l'amplificateur de la figure 105.

Fig. 107. — (page suivante en bas), Liste des semiconducteurs et performances essentielles de l'amplificateur de la figure 105.

Puissances (W)	10	14	20
—V _{cc} (V)	30	30	38
Z _L	8 Ω	4 Ω	4 Ω
R ₁	56 kΩ		56 kΩ
R ₂	12 kΩ		12 kΩ
R ₃	1,2 kΩ		3,3 kΩ
R ₄	3,9 kΩ		3,9 kΩ
R ₅	1 kΩ		1 kΩ
R ₆	180 Ω		180 Ω
R ₇	3,3 kΩ		3,3 kΩ
R ₈	56 kΩ		56 kΩ
R ₉	33 kΩ		33 kΩ
R ₁₀	1 kΩ		820 Ω
R ₁₁	8,2 kΩ		8,2 kΩ
R ₁₂	1,8 kΩ		1,8 kΩ
R ₁₃	470 Ω		470 Ω
R ₁₄	2,2 kΩ		2,2 kΩ
R ₁₅	100 Ω		27 Ω
R ₁₆	0-50 Ω		0-50 Ω
R ₁₇	180 Ω		180 Ω
R ₁₈	56 Ω		56 Ω
R ₁₉	22 Ω		22 Ω
R ₂₀	56 Ω		56 Ω
R ₂₁	10 kΩ		10 kΩ
R ₂₂	0,5 Ω/2 W	1 Ω/2 W	1 Ω/4 W
R ₂₃	0,5 Ω/2 W	1 Ω/2 W	1 Ω/4 W
C ₁	100 μF		100 μF
C ₂	30 μF		30 μF
C ₃	100 μF		100 μF
C ₄	30 μF		30 μF
C ₅	250 μF		250 μF
C ₆	500 μF		500 μF
C ₇	300 μF		500 μF
C ₈	100 μF		100 μF
C ₉	2 500 μF		2 500 μF

Puissance (W)	10	14	20
Q ₁	AC191	AC191	AC191
Q ₂	AC141B	AC141B	AC141B
Q ₃	AC138	AC138	AC138H
Q ₄	AC141K	AC141K	AC141H-K
Q ₅	AC142K	AC142K	AC142H-K
Q ₆	AL103	AL103	AL102
Q ₇	AL103	AL103	AL102
D ₁	10207	10207	10207
D ₂	10207	10207	10207
Sensibilité (mV)	120/12 W	120/18 W	120/28 W
	100/10 W	100/14 W	100/23 W
Résistance entrée à 1 kHz . .	> 8 kΩ	> 8 kΩ	> 8 kΩ
Réponse en fréquence à ±1 dB	20 Hz/20 kHz	20 Hz/28 kHz	18 Hz/35 kHz
Distorsion à 1 kHz	1 %	1 %	1 %

13.6.3. — Amplificateurs ATES 15 ou 25 watts

Cet amplificateur, dont le schéma électrique est donné dans la figure 108, utilise des transistors au silicium, sauf Q_6 (AL 102) qui est un germanium. Ce montage montre que sous certaines conditions, on peut très bien conjuguer des transistors au silicium avec des transistors au germanium ($Q_5 = 2N 3055$) et Q_6 (AL 102). Il utilise en outre un circuit compensateur de courant de repos ($Q_4 = BC 270$). Les figures 109 et 110 donnent l'ensemble des valeurs des éléments et les performances essentielles de l'amplificateur Ate_6 de la figure 108.

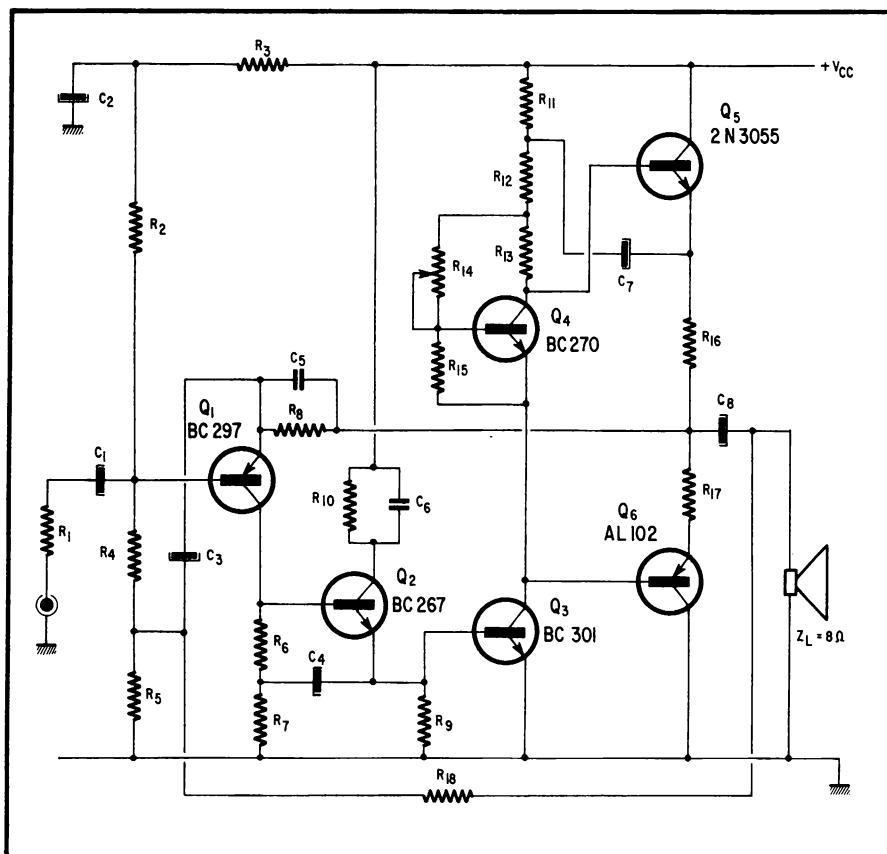


Fig. 108. — Amplificateur ATE 6 de ATES. Il présente la particularité d'utiliser en sortie, un NPN au silicium, et un PNP au germanium en sortie.

Puissance (W)	15	25
$+V_{CC}$ (V)	34	45
R_1	1 k Ω	1 k Ω
R_2	82 k Ω	82 k Ω
R_3	3,3 k Ω	2,7 k Ω
R_4	68 k Ω	68 k Ω
R_5	56 Ω	56 Ω
R_6	3,3 k Ω	3,3 k Ω
R_7	2,2 k Ω	2,2 k Ω
R_8	6,8 k Ω	10 k Ω
R_9	1,2 k Ω	1,2 k Ω
R_{10}	12 k Ω	12 k Ω
R_{11}	100 $\Omega/2$ W	82 $\Omega/2$ W
R_{12}	120 $\Omega/2$ W	120 $\Omega/2$ W
R_{13}	10 Ω	10 Ω
R_{14}	0-1 k Ω	0-1 k Ω
R_{15}	1,5 k Ω	1,2 k Ω
R_{16}	0,33 $\Omega/2$ W	0,33/2 W
R_{17}	0,33 $\Omega/2$ W	0,33/2 W
R_{18}	3,9 k Ω	4,7 k Ω
C_1	10 μ F	10 μ F
C_2	100 μ F	100 μ F
C_3	500 μ F	500 μ F
C_4	100 μ F	100 μ F
C_5	470 pF	220 pF
C_6	56 pF	100 pF
C_7	250 μ F	250 μ F
C_8	2 500 μ F	2 500 μ F

Fig. 109. — Valeurs des composants de l'amplificateur de la figure 108

Puissance (W)	15	25
Distorsion d'harmoniques à 20 Hz pour 10 W	< 0,1 %	< 0,1 %
Distorsion d'harmoniques à 1 kHz pour 10 W	< 0,1 %	< 0,1 %
Distorsion d'harmoniques à 20 kHz pour 10 W	< 0,2 %	< 0,25 %
Sensibilité (mV).	250/15 W	250/26 W
Réponse en fréquence à ± 1 dB	10 Hz/80 kHz	10 Hz/95 kHz
Résistance d'entrée à 1 kHz	75 k Ω	75 k Ω
Facteur de bruit à 1 kHz	≥ 80 dB	≥ 80 dB

Fig. 110. — Performances essentielles de l'amplificateur de la figure 108.

14.6.3. — Amplificateur Sescosem « type MH 67 » de 15 à 20 watts pour une charge de 15 ou 10 ohms.

*Particulièrement conçu pour être attaqué
par le préamplificateur de la figure 60
Réf. Note d'application - 42-BDZ-004*

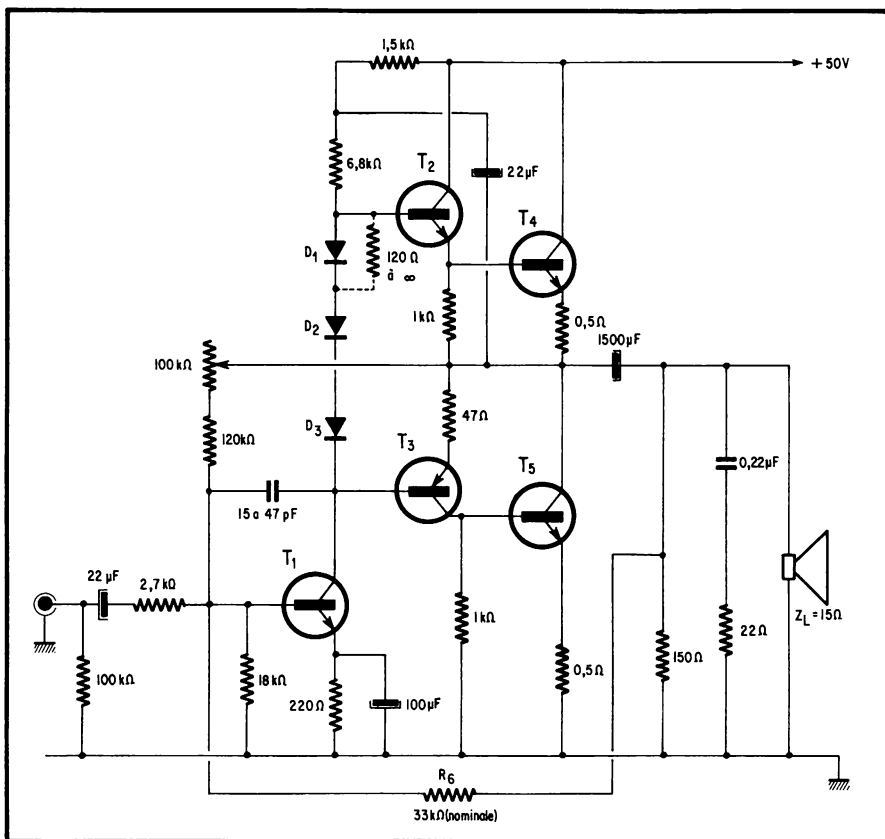


Fig. 111. — Amplificateur de puissance Sescosem de 15 à 20 watts.

Cet amplificateur, de très bonne qualité, est le résultat d'une étude faite au service d'applications de *Sescosem* par M. Helbert.

Comme le montre le schéma électrique de la figure 111, cet amplificateur ne contient que cinq transistors, l'ensemble étant alimenté sous 50 volts (tension relativement élevée pour une puissance nominale de 15 watts. Elle est le fait de la valeur de la charge utilisée, elle-même élevée : 15 ohms). Une seule résistance ajustable pour le réglage de l'équilibrage.

Les performances essentielles sont :

— Résistance d'entrée : 2,7 kΩ

- Distorsion : à 5 watts, et pour une résistance de contre-réaction (R_6) de 33 k Ω , la distorsion n'excède pas 0,5 % — entre 10 Hz et 40 kHz à 1 kHz, la distorsion tombe à 0,3 % jusqu'à 14 watts environ.
- Sensibilité : 1,45 volt efficace pour 16 watts, avec un rendement de 65 %.

La liste des semi-conducteurs pouvant être utilisés est très vaste, elle est donnée ci-dessous :

T_1 : 2 N 3404 — 2 N 3405 — 2 N 3416 — 2 N 3417 — 2 N 2193 — 2 N 1889
— 2 N 1893 — 2 N 698 — 2 N 2890 — 2 N 2891

T_2 : 2 N 3404 — 2 N 3405 — 2 N 2193 — 2 N 1889 — 2 N 1893 — 2 N 698
— 2 N 2890 — 2 N 2891

T_3 : 2 N 2904 A — 2 N 2905 A — 2 N 3504

T_4 - T_5 : 104 T2 — 180 T2 A, B, C à 185 T2 A, B, C ou BDY 23 A,
B, C à BDY 28 A, B, C
2 N 1618 — 2 N 1617 — 2 N 1208 — 2 N 1616 — 2 N 1724
— 2 N 1725

D_1 - D_2 - D_3 : 10 J2 — 10 J2F — 1 N 4148 — 1 N 4149 — 1 N 4150 —
1 N 4151 — 1 N 4152 — 1 N 4153 — 1 N 4154 — 1 N 4446
— 1 N 4448 — 34 P4 — 35 P4 — 36 P4 — 37 P4 — 1 N 3600
— 1 N 3604 — 1 N 3605 — 1 N 3606 — 1 N 3069 — 1 N 4009

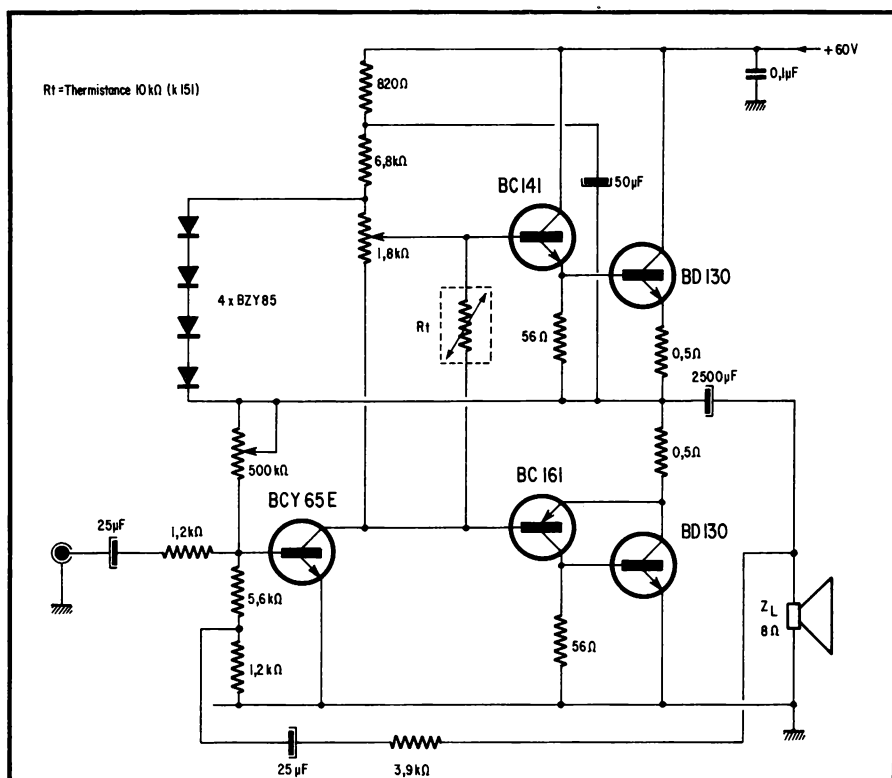


Fig. 112. — Amplificateur de 45 watts de Siemens.

de 8 ohms. En fait il s'agit du montage de la figure 112 auquel on a ajouté un transistor d'entrée (BC 157), ce qui a pour effet de permettre un taux de contre-réaction plus élevé, donc produisant une meilleure linéarité et par conséquent une distorsion plus faible, d'autre part, la résistance d'entrée passe de 1,2 k Ω à 320 k Ω , ce qui est tout de même une caractéristique intéressante.

17.6.3. — Amplificateur Radiotechnique-Compelec de 10 watts (prévu pour être attaqué par le préamplificateur de la figure 54)

Le schéma de la figure 114 est celui d'un module amplificateur de la *Radio-technique-Compelec*, utilisant la technique germanium. L'étage de sortie est quasi complémentaire à transistor *p-n-p*. Les performances globales sont données ci-dessous :

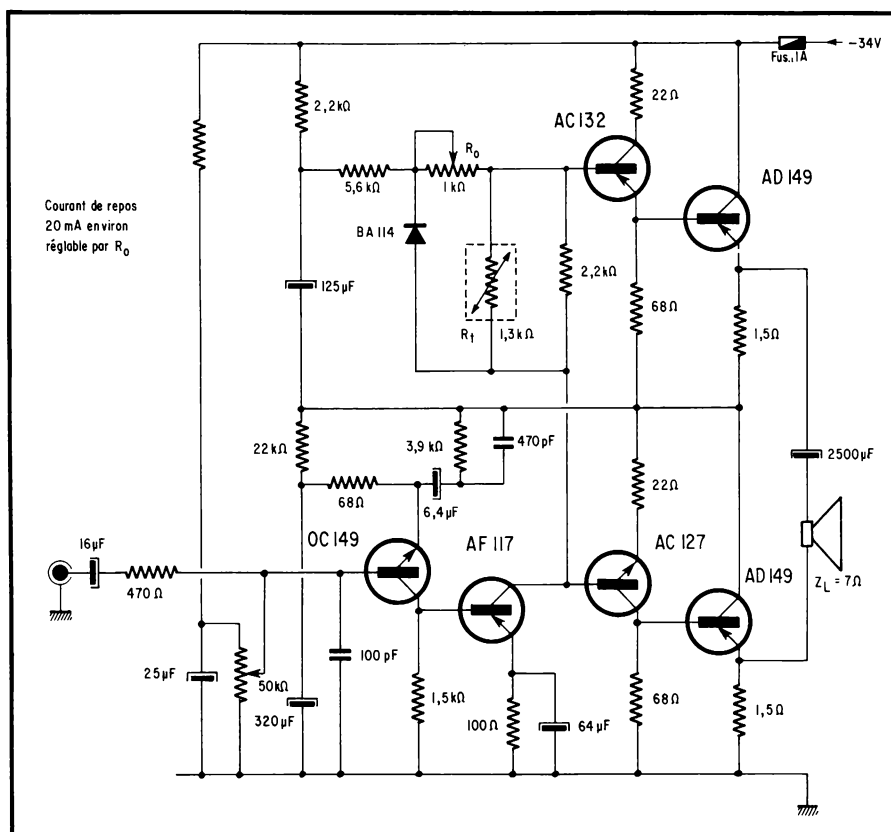


Fig. 114. — Amplificateur de 10 watts de R.T.C. La Radiotechnique - Compelec utilisant la technique Germanium - PNP.

- Puissance nominale : 10 W eff dans $7\ \Omega$
- Bande passante à $\pm 1\ \text{dB}$: 20 Hz à 30 kHz
- Sensibilité d'entrée : 200 mV
- Distorsion d'harmonique : 0,3 % à 1 kHz
- Rapport signal bruit : de l'ordre de 70 dB

18.6.3. — Amplificateur 10/12 watts de la Radiotechnique du type quasi complémentaire (prévu pour être attaqué par le préamplificateur de la figure 55)

De conception moderne, quoique datant déjà de quelques années, l'amplificateur dont le schéma électrique est donné par la figure 115, est de très bonne qualité et digne d'être choisi pour un ensemble haute fidélité. Les performances se passent de commentaires :

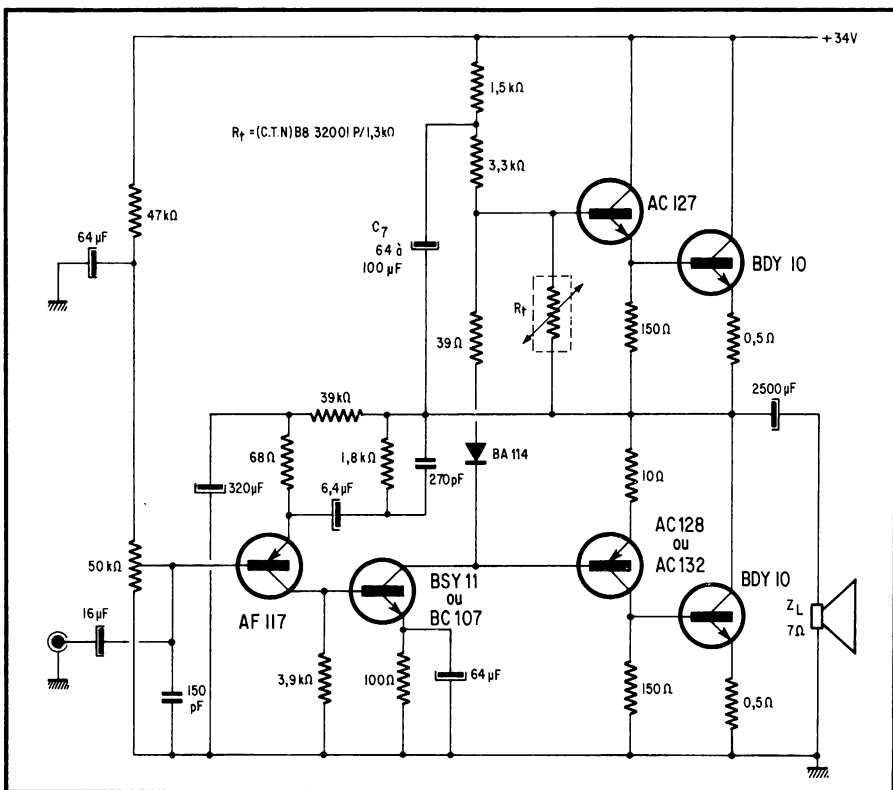


Fig. 115. — Amplificateur de 10/12 watts de R.T.C. La Radiotechnique - Compelec.

- Résistance d'entrée : 10 k Ω
- Distorsion à 10 W : 0,1 %
- Distorsion à 12 W : 0,2 %
- Sensibilité d'entrée : 280 mV/10 W
- Bande passante à 10 W : <20 Hz à 55 kHz
- Taux de contre-réaction : 41 dB
- Distorsion d'harmonique à 1 kHz : $\leq 0,1$ % à 10 W

19.6.3. — Amplificateur 12 watts Intermétal faisant suite au préamplificateur de la figure 57

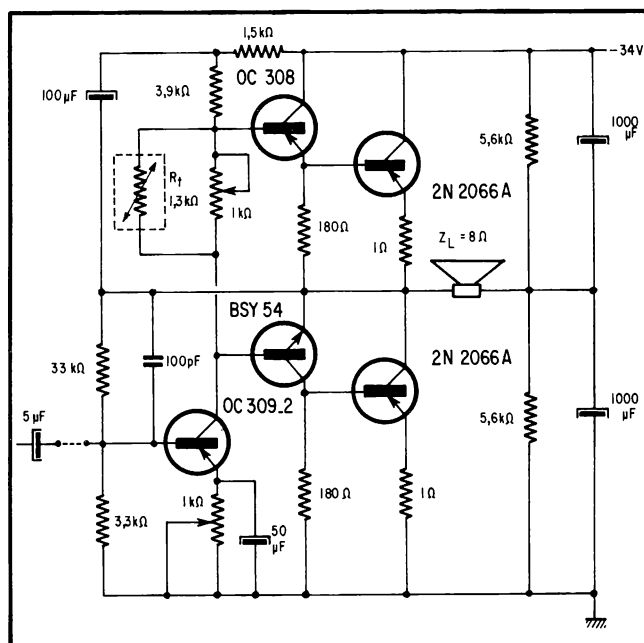


Fig. 116. — Amplificateur 12 watts de Intermétal faisant suite au préamplificateur de la figure 57.

Le schéma électrique est celui de la figure 116. Ses performances sont très acceptables, la qualité de l'ensemble, préamplificateur plus amplificateur est très connue.

Les performances de l'amplificateur sont :

- Sensibilité d'entrée : 400 mV eff
- Distorsion globale : <1,5 %
- Bande passante : 40 Hz à 20 kHz

20.6.3. — Conclusions

Avant de fermer ce chapitre 6 de la troisième partie de l'ouvrage, rappelons que la réalisation d'un amplificateur de puissance entraîne l'observation d'un certain nombre de précautions. Ne jamais mettre sous tension une réalisation sans l'avoir vérifiée minutieusement (court-circuit de l'alimentation, goutte de soudure, circuit coupé, etc.). Vérifier surtout le câblage des transistors et diodes, le risque de confondre les sorties d'un transistor est permanent, de même que l'inversion des électrodes d'une diode. Vérifier si la valeur de la tension d'alimentation est bien celle établie durant l'étude ou celle indiquée sur le schéma. Une fois toutes ces vérifications effectuées, brancher un voltmètre au point chaud du condensateur de sortie. Dès la mise sous tension, régler le potentiel de ce point de façon à obtenir, soit 0 volt quand des tensions d'alimentation symétriques ($\pm V_{cc}$) sont utilisées; soit $\frac{V_{cc}}{2}$ quand il n'y a qu'une seule alimentation. Le courant de repos joue un rôle important, le régler correctement comme il a été indiqué précédemment. Enfin, ne jamais faire fonctionner un amplificateur de puissance sans le charger, les transistors de sortie ne s'en accommoderaient pas.

CHAPITRE 7

REDRESSEMENTS DES TENSIONS ALTERNATIVES

1.7.4. — Rappel de notions pratiques

La tension issue d'un transformateur d'alimentation est un signal sinusoïdal (alternatif), de la forme :

$$V_{s(t)} = V_{\max} \sin \omega t$$

avec :

$V_{s(t)}$ = amplitude de la tension à l'instant t (instant auquel s'effectue la mesure).

$V_{\max}$ = amplitude maximale de la tension considérée.

ω = omega = $2 \pi F$ = pulsation de la tension.

$F = \frac{1}{T}$ = fréquence en hertz — T est la période en seconde $\left(T = \frac{1}{F} \right)$

La fréquence est celle de la tension distribuée par le réseau E.D.F. (50 Hz, $T = 0,02$ seconde) — Les U.S.A. utilisent 60 Hz c'est-à-dire une période T de l'ordre de 0,0166... seconde. Pour redresser une tension alternative, de quelque nature que ce soit, il faut simultanément la détecter au moyen d'un ensemble de diodes, et la mettre en réserve dans un condensateur. La détection, peut se faire à mono-alternance), ou bien, à double alternance (les deux alternances sont redres-

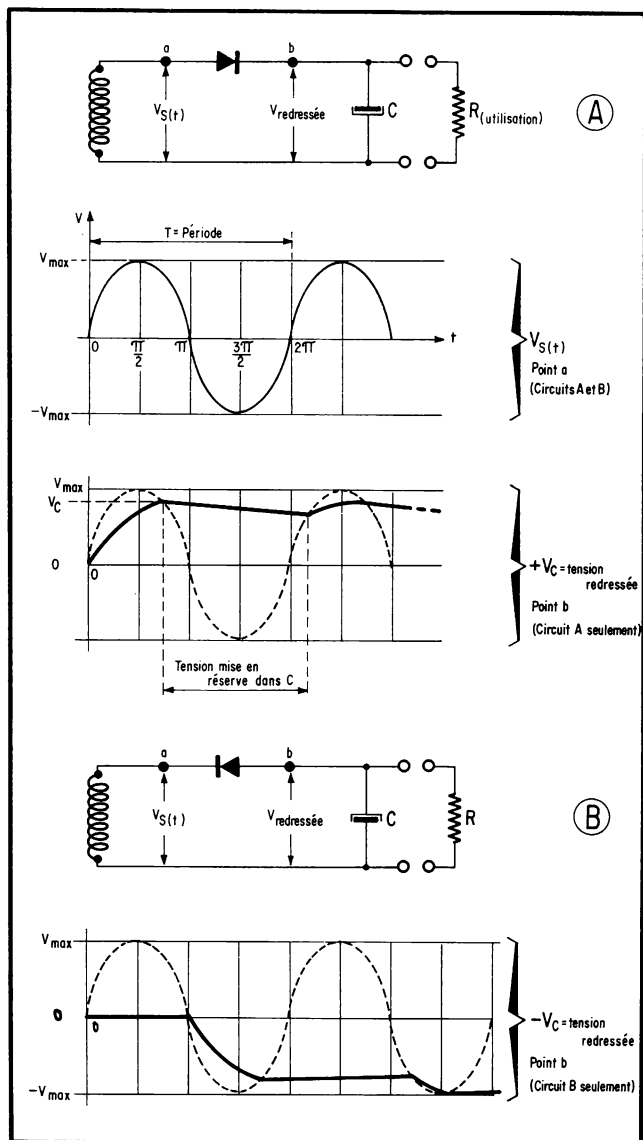


Fig. 117. — Circuits de redressement à mono alternance : (A) à sortie positive, (B) à sortie négative, et forme des tensions redressées.

sées successivement). La figure 117 montre circuits et formes des signaux résultant d'un redressement à mono-alternance positive (A) et négative (B). (Observer que dans les circuits A et B, la diode et le condensateur sont inversés).

Comme on peut le constater, la tension redressée ne l'est pas rigoureusement, une ondulation affecte le sommet du signal, cette ondulation dont la fréquence est de 50 Hz, se traduit en pratique par un ronflement extrêmement gênant qu'il

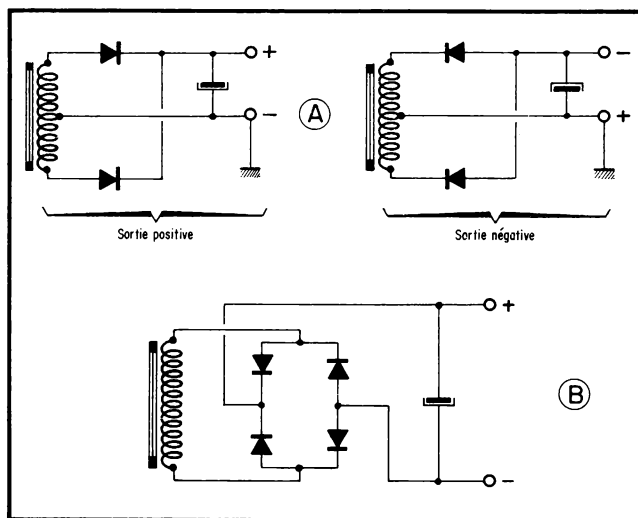


Fig. 118. — Redressement à double alternance : (A) au moyen d'un enroulement à point milieu. Selon la disposition des diodes, du condensateur et du point de masse; la tension utile est positive ou négative. (B) au moyen d'un transformateur classique sans point milieu. La tension utile est négative si le + est à la masse, et positive si le — est à la masse.

est absolument nécessaire de réduire au moyen de circuits de filtrage, dont nous verrons plus loin la réalisation. Cependant, il existe un moyen de réduire cette ondulation dès le redressement, en utilisant une détection à double alternance, dans ce cas, l'ondulation présente une fréquence double de la précédente (100 Hz au lieu de 50 Hz), ce qui fait aboutir à une amplitude moindre (presque moitié de celle d'une ondulation à 50 Hz). La figure 118 montre deux types de redressement à double alternance, l'un (circuit A) utilise un transformateur à point milieu; l'autre (circuit B) un transformateur sans point milieu. Le redressement à double alternance est le plus utilisé.

2.7.4. — Multiplicateur de tension

Il arrive que pour certaines réalisations l'on ait besoin de tensions bien plus élevées que celles pouvant être obtenues au moyen de transformateurs dits à basses tensions (de 6 à 40 V). Dans ce cas, on fait appel à des montages redresseurs spéciaux dits multiplicateurs de tension tels que : doubleur, tripleur, quadrupleur... au moyen desquels on obtient des tensions redressées deux, trois, quatre... fois plus élevées que la valeur efficace fournie par le transformateur d'alimentation. La figure 119 donne quelques circuits multiplicateurs notamment, doubleur, tripleur quadrupleur.

3.7.4. — Filtrage

Le filtrage des tensions redressées est un des problèmes les plus importants, surtout quand il s'agit d'amplifications à basses fréquences. A l'époque des tubes

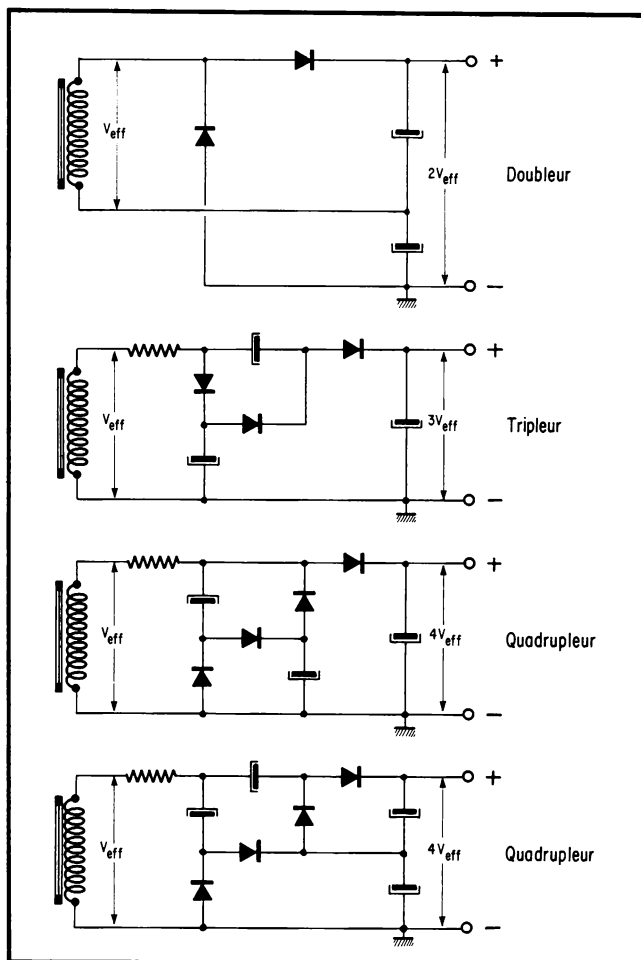


Fig. 119. — Quatre montages multiplicateurs de tensions redressées

électroniques, les systèmes fonctionnaient avec des tensions relativement élevées (de l'ordre de 350 V à 400 V) et les courants mis en jeu restaient de moindre valeur (de 100 à 200 mA).

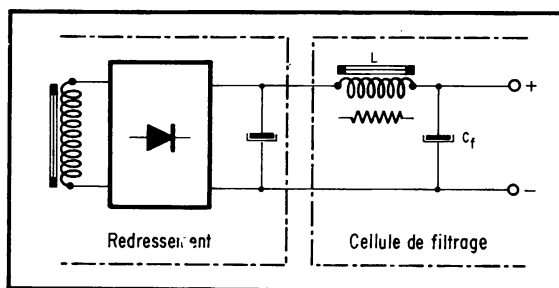
Dans ces conditions, le filtrage se limitait à une self à fer et à un condensateur, ce qui le plus souvent constituait une cellule de filtrage suffisante, quelquefois la self était remplacée par une simple résistance, comme il est indiqué dans la figure 120.

Dans les montages à transistors, les tensions sont moins élevées que dans le cas des tubes mais à puissance utile égale, les courants sont plus élevés.

Prenons un exemple comparatif succinct, supposons un montage à lampe qui fonctionne sous 300 volts, avec une puissance d'alimentation de 100 watts. Cela donne un courant de 330 mA.

$$I = \frac{P}{U} = \frac{100}{300} = 0,33 \text{ A}$$

Fig. 120. — Filtrage d'une tension redressée utilisé dans les montages à lampes — la self de filtrage, à fer, peut être remplacée, dans certains cas, par une résistance.



Comparons ce montage à lampes à une réalisation à transistors alimentée sous 50 volts, cela donne :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{100}{50} = 2 \text{ A}$$

dans le premier cas, un filtrage comme indiqué sur la figure 120 est souvent suffisant, il faut seulement prévoir une self capable de tenir un courant de l'ordre de 400 mA et de résistance ohmique faible, ce qui entraîne tout de même, une self assez importante. Dans les mêmes conditions, il faudrait prévoir pour un montage à transistors, une self capable de supporter au moins 2,5 ampères, ce qui ferait aboutir à un monument de dimensions imposantes. Aussi, a-t-on tourné cette difficulté en développant des alimentations stabilisées et régulées qui jusqu'à, il y a encore quelques années, étaient réservées plus particulièrement aux installations professionnelles. Actuellement les alimentations stabilisées sont très largement utilisées dans toutes sortes de réalisations, même pour des réalisations amateurs.

4.7.4. — Principe d'une alimentation stabilisée - Méthode de calcul

Une alimentation est du type stabilisé quand elle est conçue de telle façon que la tension utile qu'elle délivre reste en grande partie indépendante du courant qui lui est demandé par les circuits d'utilisation. Une telle alimentation peut être sommairement représentée par le circuit élémentaire de la figure 121 dont le fonctionnement peut s'expliquer comme suit :

Supposons tout d'abord que le circuit d'utilisation n'absorbe aucun courant utile, le censeur du potentiomètre R_1 est au point a et la valeur de la tension de sortie V_2 est donnée par la relation suivante :

$$V_2 = V_1 \frac{r_2}{r_2 + R_1 + r_1}$$

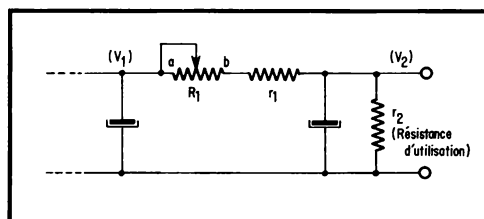


Fig. 121. — Principe de la stabilisation de tension; schéma symbolique.

avec un courant de repos I_0 relativement faible :

$$I_0 = \frac{V_1}{R_1 + r_1 + r_2} = \frac{V_2}{R_2}$$

Il y a stabilisation de V_2 (tension utile d'alimentation), à partir du moment où le circuit d'utilisation commençant à solliciter du courant jusqu'à absorber un courant maximal $I_{\max}$, V_2 reste constante et indépendante de ce courant quelle que soit sa valeur. Pour cela il faut que le curseur de R_1 se déplace progressivement vers le point b à mesure que le courant absorbé par le circuit d'utilisation augmente jusqu'à atteindre sa valeur maximale $I_{\max}$, de sorte que l'égalité suivante reste vraie à tout moment.

$$\underbrace{\frac{r_2}{r_2 + R_1 + r_1}}_{\text{Pour } I_0} = \underbrace{\frac{r_2}{r_2 + r_1}}_{\text{Pour } I_{\max}}$$

c'est-à-dire que R_1 doit se modifier automatiquement et varier de sa valeur initiale à son annulation (court-circuit) quant le courant utile croît de I_0 à $I_{\max}$.

$$[R_1 \rightarrow 0]$$

$$[I_0 \rightarrow I_{\max}]$$

Dans le cadre des pratiques habituelles des alimentations stabilisées, le potentiomètre R_1 est remplacé par une résistance et une diode zener, comme indiqué sur la figure 122. La tension utile V_2 est alors égale à la tension nominale de la diode zener D_z . Pour que la stabilisation de V_2 soit suffisante, il faut prévoir dans la résistance R et la diode zener, un courant relativement élevé devant le courant devant être absorbé par le circuit d'utilisation (par exemple $I_z = 10 I_u$).

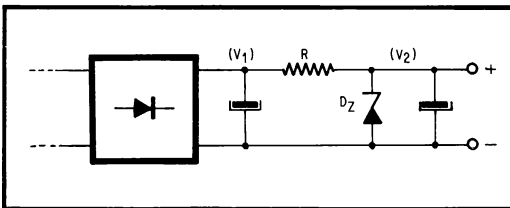


Fig. 122. — Alimentation stabilisée à faible débit.

On conçoit que ce genre d'alimentation ne peut être retenu pour des réalisations à fort débit, mais pour des consommations de l'ordre de quelques milliampères à 10 ou 15 mA, une telle alimentation peut être suffisante.

Exemple : V_1 (tension redressée) = 24 V

V_2 (tension stabilisée) = 15 V

$I_{\max}$ (courant maximal) = 20 mA

Faisons I_z (courant Zener) = 200 mA

on a :

$$R = \frac{V_1 - V_2}{I_z} = \frac{24 - 15}{0,2} = 45 \, \Omega$$

Puissance de la résistance ci-dessus :

$$P_R = R I_z^2 = 45 \times 0,04 = 1,8 \text{ W}$$

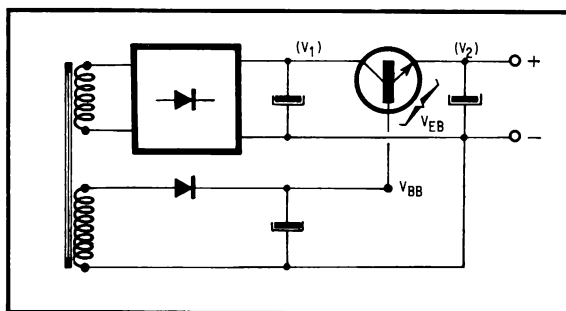
(on prendra 2 W)

Puissance de la diode Zener

$$P_Z = V_Z I_Z = 15 \times 0,2 = 3 \text{ W}$$

Pour des alimentations stabilisées à fort débit, la résistance R est remplacée par un transistor de puissance capable de tenir en température et en courant, utilisé en résistance variable. La figure 123 donne un schéma de principe d'une alimentation stabilisée utilisant un transistor. Son fonctionnement mérite quelques explications.

Fig. 123. — Alimentation stabilisée à transistor, utilisant une tension de base indépendante (V_{BB}).



Comme on peut le voir, la base est alimentée à partir d'une tension V_{BB} absolument indépendante de V_1 , issue d'un enroulement supplémentaire du transformateur d'alimentation. La tension utile de sortie V_2 est fournie par la source V_{BB} à travers la jonction base-émetteur du transistor, le courant utile est fourni par la source V_1 à travers le transistor. Quand le circuit d'utilisation sollicite du courant, celui-ci traverse tout le système y compris le circuit de redressement. Une chute de tension se produit dans le circuit et V_1 tend à diminuer ainsi que V_2 . Dans ces conditions, la tension de polarisation V_{EB} devient plus positive (émetteur plus négatif par rapport à V_{BB}), le transistor conduit davantage et un courant plus fort atteint le circuit d'utilisation.

L'inconvénient de ce système est qu'il nécessite un transformateur d'alimentation ayant au moins deux enroulements séparés, l'un à fort débit fournissant la tension à redresser V_1 , l'autre à débit plus faible, fournissant la tension de base V_{BB} , donc la tension de sortie V_2 .

Si par un moyen plus simple on parvenait à remplacer la source V_{BB} , les choses deviendraient plus accessibles et la manipulation plus aisée. Ce moyen existe : la tension de base peut être fixée au moyen d'une diode Zener alimentée à partir de la source V_1 , comme le montre le schéma de principe de la figure 124. Ce montage fonctionne de la même manière que celui de la figure 123. Il faut cependant préciser que le courant qui traverse la diode Zener D_z et la résistance R_z , doit être fait suffisamment élevé devant le courant de base qui traverse également la résistance R_z . La méthode de calcul d'une telle alimentation n'offre aucune difficulté et peut être tirée de l'exemple suivant :

- Courant utile : $I_{max} = 500 \text{ mA}$
- Tension utile : $V_2 = 24 \text{ V}$

- Tension redressée : $V_1 = 30 \text{ V}$
- Coefficient d'amplification en courant du transistor : $\beta = 30$

On a alors : $V_{BB} = V_{D_z} \approx V_2 = 24 \text{ volts}$

$$I_B = \frac{I_{\max}}{\beta} = \frac{0,5}{30} \approx 17 \text{ mA} = 0,017 \text{ A}$$

Faisons : $I_Z = 10 I_B = 170 \text{ mA} = 0,17 \text{ A}$

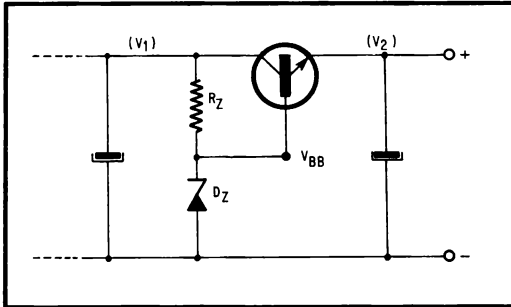
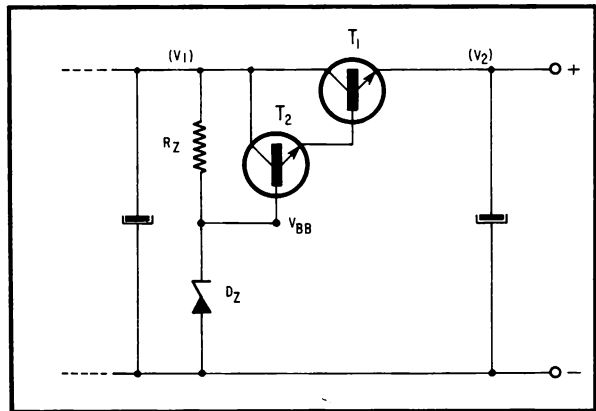


Fig. 124. — La tension de base est fixée au moyen d'une diode de Zener de tension nominale égale à la tension utile de sortie V_2 .

Fig. 125. — Alimentation stabilisée à fort débit.



cela donne : $R_Z = \frac{V_1 - V_2}{I_Z} = \frac{30 - 24}{0,17} = 36 \Omega \approx 39 \Omega$

$$P_{R_Z} = R_Z I_Z^2 = 39 \times 0,03 = 1,15 \text{ watt} \approx 2 \text{ watts}$$

$$P_Z = V_Z I_Z = 24 \times 0,17 = 4 \text{ W à } 5 \text{ W}$$

La figure 125 donne le schéma d'une alimentation stabilisée dans laquelle on a ajouté un transistor de faible puissance (T_2). Cette combinaison à deux transistors permet d'obtenir un débit en courant pouvant atteindre 2 ou 3 ampères sans pour cela utiliser une diode zener de forte puissance. En effet, reprenons l'exemple précédent pour lequel il a été défini une diode zener de 5 watts; suppo-

sons que dans le cas du schéma de la figure 125, le transistor T_2 ait un β de 50, et que l'on souhaite un débit de 2 ampères, T_1 ayant un β de 30, cela nous amène à un courant de zener donné par :

$$I_Z = 10 I_{B_{(2)}} = 10 \frac{I_{\max}}{\beta_{(1)} \beta_{(2)}} = \frac{20}{1500} = 13 \text{ mA}$$

d'où :

$$P_Z = V_Z I_Z = 24 \times 0,013 = 0,312 \text{ W} = 1 \text{ W}$$

$$R_Z = \frac{V_1 - V_Z}{I_Z} = \frac{30 - 24}{0,013} = 460 \Omega = 470 \Omega$$

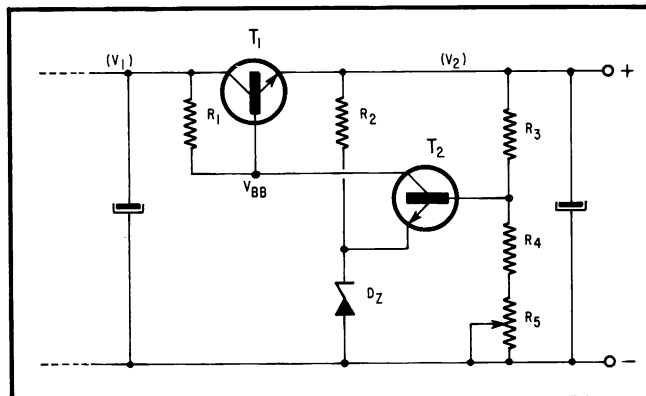
$$P_{R_Z} = 470 \times (0,013)^2 = 0,08 \text{ watts...}$$

On constate qu'au prix d'un transistor supplémentaire, avec l'alimentation stabilisée de la figure 124 qui peut fournir 24 volts sous 500 mA, on obtient 24 volts sous 2 ampères, ce qui correspond à une bonne alimentation.

5.7.4. — Alimentation régulée - Principe - Calcul

Nous avons pu remarquer que les alimentations stabilisées produisent la tension utile de sortie à partir d'une source secondaire de tension V_{BB} (enroulement secondaire supplémentaire : figure 123; ou diode zener : figure 124 et 125), et que la tension nominale de la diode zener, est de même valeur que V_Z (à V_{EB}

Fig. 126. — Alimentation régulée; schéma de principe.



près). Dans les alimentations régulées il n'est pas tout à fait de même, la stabilisation de la tension de base se fait à partir d'un transistor monté d'une part en générateur de courant constant, et d'autre part en comparateur d'échantillon, c'est-à-dire en inverseur. Examinons plus en détails le schéma de la figure 126 qui représente une alimentation régulée d'un type simple.

Le transistor T_1 — appelé transistor *Ballast* — joue le même rôle que dans le cas des alimentations stabilisées. Le transistor T_2 , de faible puissance, est stabilisé en courant au moyen de la diode zener située sur le circuit émetteur et alimentée par la résistance R_2 à partir de la tension de sortie V_2 , il reçoit d'autre part, sur sa base, une partie des variations de V_2 échantillonnée par le pont diviseur R_3 , R_4 et R_5 (cette dernière sert à ajuster l'échantillonnage). Il est évident que le signal

appliqué sur la base va modifier le courant de collecteur et par suite la chute dans la résistance R_1 qui détermine, au moyen du courant de base T_1 et du courant collecteur de T_2 , la tension V_{BB} de la base de T_1 . Il est clair que dans ce type d'alimentation, nul n'est besoin de prévoir des diodes zener de tensions élevées. D'une manière plus simple disons que la fraction des variations de V_2 appliquée sur la base de T_2 , correspond à un signal que ce transistor va traiter normalement c'est-à-dire qu'il va l'amplifier, l'inverser et en même temps l'appliquer sur la base du transistor ballast T_1 . En définitive l'équilibre de la tension de sortie V_2 est rétablie.

Supposons par exemple que l'on désigne les variations instantanées de V_2 par ΔV_2 et le gain en tension de T_2 par G_v (généralement faible), le calcul du pont diviseur conduit à satisfaire l'égalité suivante :

$$\frac{R_4 + R_5}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{1}{G_v}$$

Ceci montre que dans un premier temps, ΔV_2 est divisée par G_v par le pont diviseur, puis amplifiée G_v fois par le transistor. Ainsi, si V_2 passe de sa valeur initiale à $(V_2 - \Delta V_2)$; V_{BB} passe dans le même temps de sa valeur nominale à $V_{BB} + \Delta V_2$, ce qui permet bien à V_2 de revenir à sa valeur normale.

Indiquons qu'il n'est pas nécessaire que le courant de collecteur de T_2 soit grand devant le courant de base de T_1 , de même qu'il n'est pas important de prévoir un courant de zener très élevé. Par contre, on a intérêt à faire passer dans le pont diviseur R_3, R_4, R_5 un courant supérieur à celui de la base de T_2 .

Exemple :

- Tension redressée : $V_1 = 30 \text{ V}$
- Tension régulée : $V_2 = 24 \text{ V}$
- Courant utile : $I_{\max} = 0,5 \text{ A}$
- Coef. d'ampli. de T_1 : $\beta_1 = 30$
- Coef. d'ampli. de T_2 : $\beta_2 = 80$
- Courant collecteur T_2 : $I_{C_2} = 10 \text{ mA} = 0,01 \text{ A}$
- Courant pont diviseur : $I_{P_0} = 10 I_{B_{(2)}}$
- Tension de zener : $V_Z = 12 \text{ V}$
- Courant de zener : $I_Z = 8 I_{C_2}$

Le calcul des éléments donne les résultats suivants :

$$I_{B_1} = \frac{I_{\max}}{\beta_1} = \frac{0,5}{30} = 0,017 \text{ A}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{C_2}}{\beta_2} = \frac{0,01}{80} = 125 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

$$I_{P_0} = 10 I_{B_2} = 125 \cdot 10^{-5} \text{ A}$$

$$R_1 = \frac{V_1 - V_{BB}}{I_{B_1} + I_{C_2}} = \frac{30 - 24}{0,017 + 0,01} \approx 330 \Omega$$

$$P_{R_1} = V_{R_1} I_{R_1} = 6 \times 0,027 = 0,162 \text{ W}$$

on peut faire $P_{R_1} = 0,5 \text{ W}$

$$R_2 = \frac{V_2 - V_Z}{I_Z} = \frac{24 - 12}{8 \times 0,01} = 150 \Omega$$

$$P_{R_2} = V_{R_2} I_Z = 12 \times 0,08 \approx 1 \text{ W}$$

$$P_Z = V_Z I_Z = 12 \times 0,08 \approx 1 \text{ W}$$

La tension de base de T_2 est définie par la tension de zener à laquelle on ajoute une valeur résiduelle V_{EB} de 0,7 volt environ (selon le type du transistor). Ce qui donne :

$$V_{B(2)} = V_Z + 0,7 = 12,7 \text{ V}$$

$$R_3 = \frac{V_2 - V_B}{I_{p_0}} = \frac{24 - 12,7}{125 \cdot 10^{-5}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 + R_5 = \frac{V_B}{I_{p_0}} = \frac{12,7}{125 \cdot 10^{-5}} = 10 \text{ k}\Omega$$

on peut faire $R_4 = 6,8 \text{ k}\Omega$ (valeur fixe)

$R_5 = 5 \text{ k}\Omega$ (valeur ajustable).

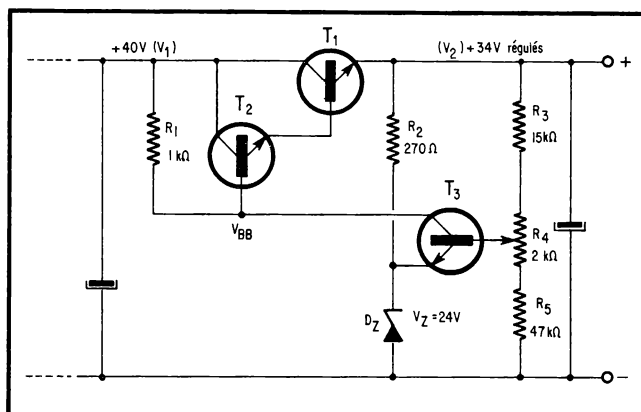


Fig. 127. — Alimentation régulée pouvant fournir 2 ampères sous 34 volts.

Au même titre que les amplificateurs de puissance, on peut toujours augmenter le nombre de transistor pour obtenir une alimentation régulée à grand débit. Proposons-nous de calculer le montage dont le schéma est donné dans la figure 127, les caractéristiques souhaitées sont les suivantes :

- | | |
|--|----------------------------|
| — Tension redressée | : $V_1 = 40 \text{ V}$ |
| — Tension régulée | : $V_2 = 34 \text{ V}$ |
| — Courant utile | : $I_{\max} = 2 \text{ A}$ |
| — Coefficient d'amplification en courant | : $T_1 = \beta_1 = 20$ |
| | $T_2 = \beta_2 = 50$ |
| | $T_3 = \beta_3 = 100$ |
| — Tension de zener | : $V_Z = 24 \text{ V}$ |
| — Courant de zener | : $I_Z = 8 I_{C_3}$ |
| — Courant collecteur de T_3 | : $I_{C_3} = 5 \text{ mA}$ |
| — Courant dans le pont diviseur | : $I_{P_0} = 10 I_{B(3)}$ |

Les calculs successifs donnent les résultats suivants :

$$I_{B_1} = \frac{I_{\max}}{\beta_1} = \frac{2}{20} = 0,1 \text{ A}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{B_1}}{\beta_2} = \frac{0,1}{50} = 0,002 \text{ A}$$

$$R_1 = \frac{V_1 - V_{BB}}{I_{B_2} + I_{C_3}} = \frac{40 - 34}{0,002 + 0,005} \approx 857 \Omega$$

compte tenu du faible courant (7 mA) qui passe dans cette résistance, on peut la porter à 1 k Ω

$$R_2 = \frac{V_2 - V_Z}{I_Z} = \frac{34 - 24}{0,04} \approx 270 \Omega$$

$$I_{B_3} = \frac{I_{C_3}}{3} = \frac{5}{100} = 0,05 \text{ mA}$$

$$I_{P_0} = 10 I_{B_3} = 0,5 \text{ mA}$$

Résistance totale du pont diviseur :

$$R_t = R_3 + R_4 + R_5 = \frac{V_2}{I_{P_0}} = \frac{34}{0,5} = 65 \text{ k}\Omega$$

Arrangeons-nous pour que la variation en tension produite par le potentiomètre R_4 soit de 1 volt, ce qui donne :

$$R_4 = \frac{1}{I_{P_0}} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ k}\Omega$$

La tension au niveau de la base est très approximativement la même que la tension de zener à laquelle on ajoute la $V_{EB} \approx 0,7$ volt

$$V_{B_3} = 24 + 0,7 = 24,7 \text{ V}$$

$$R_5 = \frac{V_{B_3}}{I_{P_0}} = \frac{R_4 I_{P_0}}{2} \quad (\text{ curseur au milieu})$$

soit :
$$R_5 = \frac{24,7}{0,5} - 1 \approx 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_t - (R_4 + R_5) = 65 - 49 \approx 15 \text{ k}\Omega$$

Il apparaît intéressant de signaler un schéma d'alimentation régulée comportant un circuit de préstabilisation, la figure 128 montre ce schéma, on y remarque deux diodes zener. Nous connaissons le rôle que joue D_{Z_2} , quant à la diode supplémentaire D_{Z_1} , associée à la résistance R_1 combine un circuit de préstabilisation (point « a ») à partir duquel on alimente la base de T_2 et le collecteur de T_3 .

On peut voir que : $V_{R_1} + V_{Z_2} = V_1 - V_2$

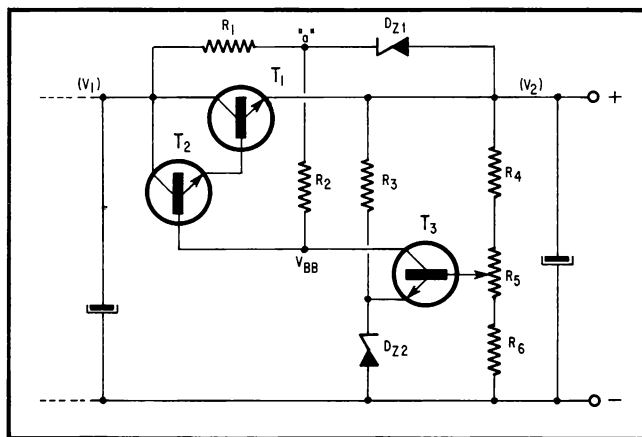
Quoique faible devant le courant utile $I_{\max}$, le courant I_{Z_1} qui passe dans R_1 et D_{Z_1} est grand par rapport au courant de collecteur de T_3 qui traverse R_2 . C'est déjà une raison pour laquelle la stabilisation est améliorée. D'autre part, quand V_1 et V_2 tendent à diminuer, le potentiel du point « a » reste pratiquement constant; ce qui est un avantage. Le calcul d'un tel montage n'offre aucune difficulté, il suffit de se souvenir que le point « a » doit être calculé pour un potentiel

proche de $\frac{V_1 - V_2}{2}$, et de faire passer dans le circuit R_1 , D_{Z1} , un courant I_{Z1} de l'ordre de 3 à 5 fois le courant de collecteur de T_3 .

OBSERVATIONS IMPORTANTES

Potentiel du point « a ». — Comme il a été dit plus haut ce potentiel doit être fait proche de $\frac{V_1 - V_2}{2}$. Ce n'est pas une loi absolue, ce potentiel peut être plus proche de V_1 ou de V_2 , [$V_{R1} = V_{Z1}$, $V_{R1} < V_{Z1}$ ou $V_{R1} > V_{Z1}$], mais il est conseillé de ne pas trop se rapprocher de V_2 car dans cette éventualité la préstabilisation

Fig. 128. — Alimentation régulée à circuit de pré-stabilisation — R_1 , D_{Z1} .



serait réduite. Diode zener D_{Z2} . Il y a tout intérêt à choisir une diode dont la valeur nominale de tension soit plus grande que la tension développée aux bornes de R_3 . Dans le cas où $V_{Z2} < V_{R3}$, la résistance de charge R_3 pourrait avoir à supporter une puissance trop grande. Il est plus facile d'utiliser une diode zener de 10 watts qu'une résistance de 10 watts.

6.7.4. — Rôle et valeur du condensateur de sortie

Jusqu'à présent, pratiquement rien n'a été dit concernant le rôle et la valeur de ce condensateur. Dans un système de filtrage du type classique (fig. 120), on utilise habituellement des condensateurs de forte valeur.

Dans le cas des alimentations stabilisées, ou régulées, il n'est pas nécessaire de prévoir des valeurs élevées. Si la régulation est bonne, les ondulations produites par le système de redressement sont déjà absorbées en grande partie. Pourtant, il arrive que si la valeur donnée à cet élément est trop faible, le taux d'ondulations qui persiste est suffisant pour produire des ronflements. Pour tourner cette difficulté, on découple la source V_{BB} par un condensateur de faible valeur. Vue de la sortie, celle-ci apparaît alors β fois plus grande dans le cas du montage des figures 124 et 126, et $\beta_2 \times \beta_1$ fois plus grande dans le cas des montages des figures 125, 127 et 128.

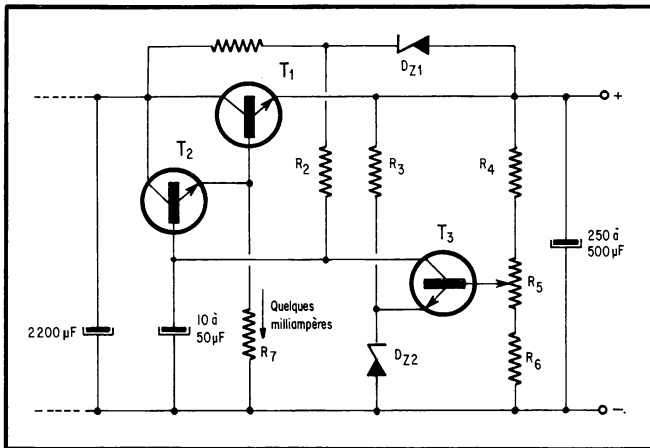


Fig. 129. — Schéma complet d'une alimentation régulée comprenant un circuit de pré-stabilisation.

D'autre part, afin de maintenir la tension de la base de T_1 (fig. 125, 127, 128) suffisamment stable, on la connecte à la masse au moyen d'une résistance dans laquelle on fait passer un courant de quelques milliampères. La figure 129 met en évidence les particularités qui viennent d'être indiquées. Le calcul des éléments reste en tout point identique à celui fait précédemment.

7.7.4. — Considérations techniques

Dans les alimentations stabilisées et régulées qui viennent d'être décrites, les transistors T_1 et T_2 forment un ensemble que nous connaissons bien, il s'agit d'un montage *Darlington*. Supposons que l'on désire augmenter le débit d'une alimentation stabilisée du type dont le schéma est donné dans la figure 125, une des rares solutions qui s'offre à nous est d'ajouter un transistor supplémentaire comme le montre la figure 130. Il est évident qu'une telle alimentation fonctionne à peu près correctement. Cependant, on observe qu'entre la source V_{BB} et le point de sortie V_2 , il y a trois tensions résiduelles V_{EB_1} , V_{EB_2} , V_{EB_3} .

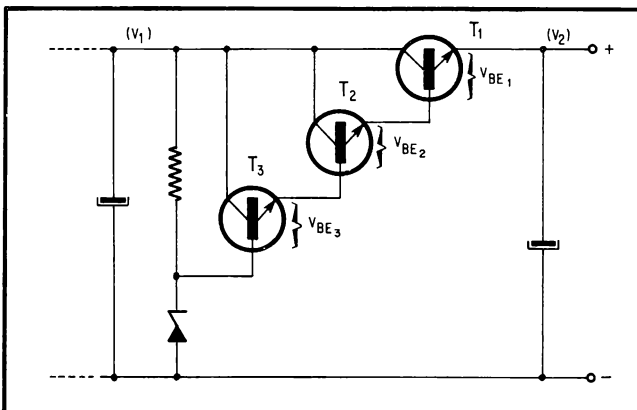


Fig. 130. — Schéma d'une alimentation stabilisée à fort débit — montage peu efficace en raison des chutes produites par les polarisations des transistors et qui ne peuvent être compensées.

D'une part, ces tensions de polarisation tendent à se modifier quand le circuit d'utilisation absorbe du courant, ce qui limite la stabilisation. D'autre part, même si ces variations restent sans grand effet, la tension de sortie V_2 s'éloigne d'autant plus de V_{BB} , qu'il y a davantage de transistors dans le système; aucun moyen de rattrapage n'étant prévu. Ces inconvénients permettent de déconseiller l'utilisation d'alimentations stabilisées quand le nombre de transistors dépasse deux unités. Ces inconvénients n'existent pas dans les alimentations régulées; le réglage de la tension de base du transistor comparateur permet de compenser presque rigoureusement les diverses chutes de tensions qui peuvent se manifester entre la source V_{BB} et la sortie; sans pour autant détruire le taux de régulation, qui dans tous les cas, reste confortable.

8.7.4. — Alimentations symétriques

Nous avons pu voir que certaines réalisations d'amplificateur de puissance utilisaient des alimentations symétriques. Deux solutions peuvent être retenues :

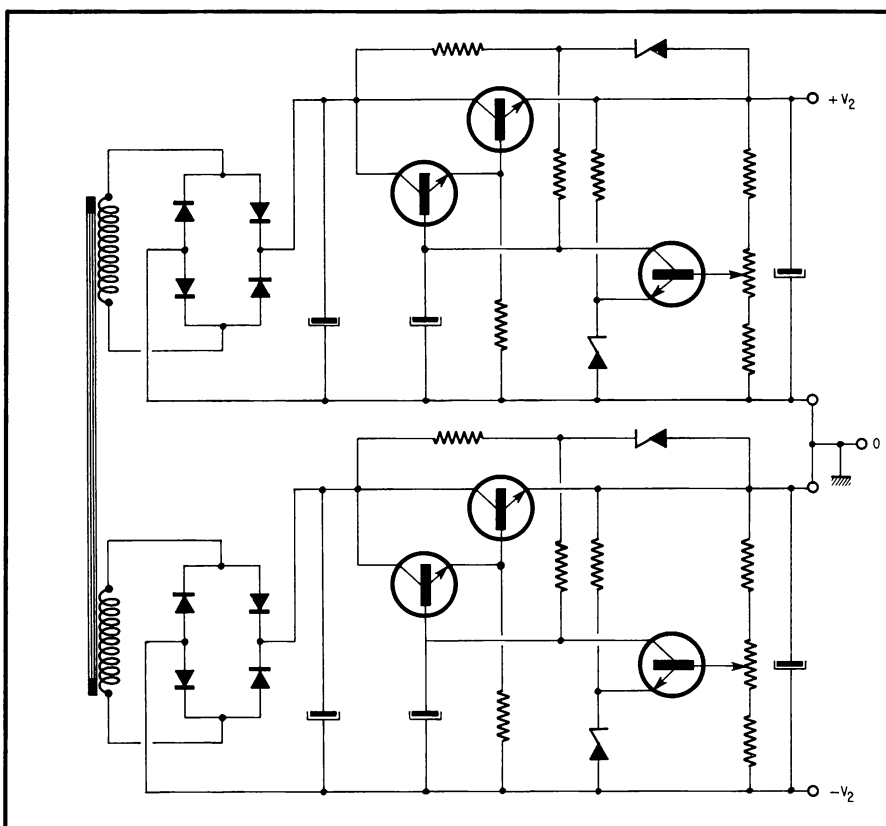


Fig. 131. — Alimentation régulée symétrique — les deux systèmes sont rigoureusement les mêmes; le « moins » de l'une est relié au « plus » de l'autre, et cette liaison constitue le point froid (masse) de l'ensemble.

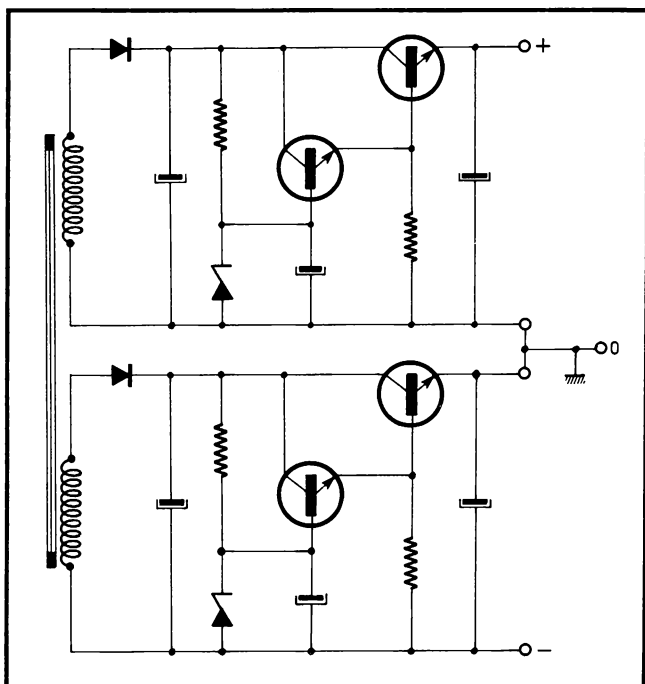


Fig. 132. — (ci-contre) Alimentation stabilisée symétrique d'un type économique — le redressement est à mono-alternance.

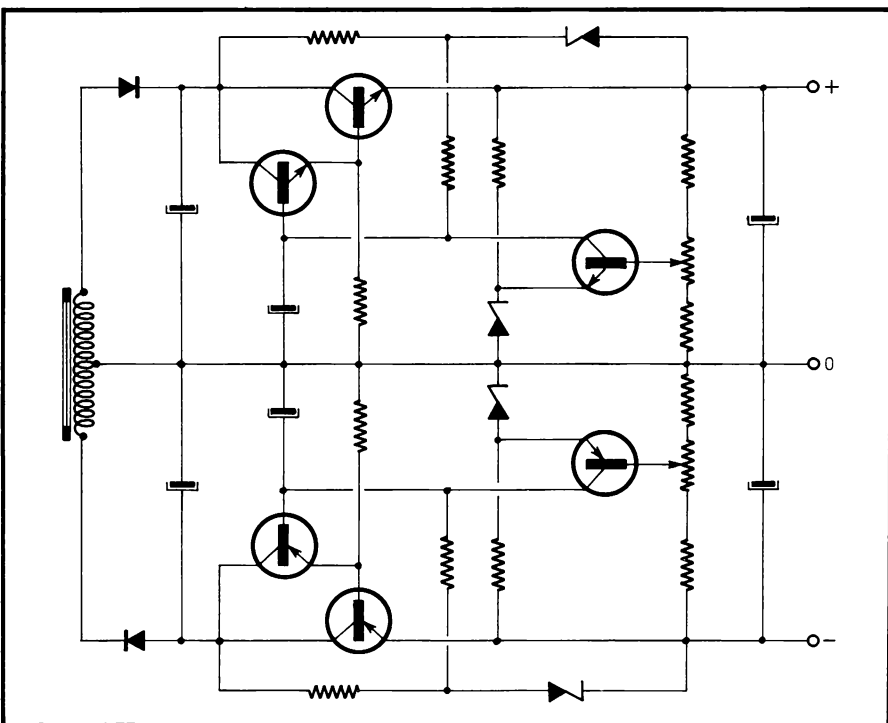


Fig. 133. — (ci-dessous) Alimentation symétrique du type complémentaire.

Fig. 134. — Alimentation symétrique complémenteaire stabilisée.

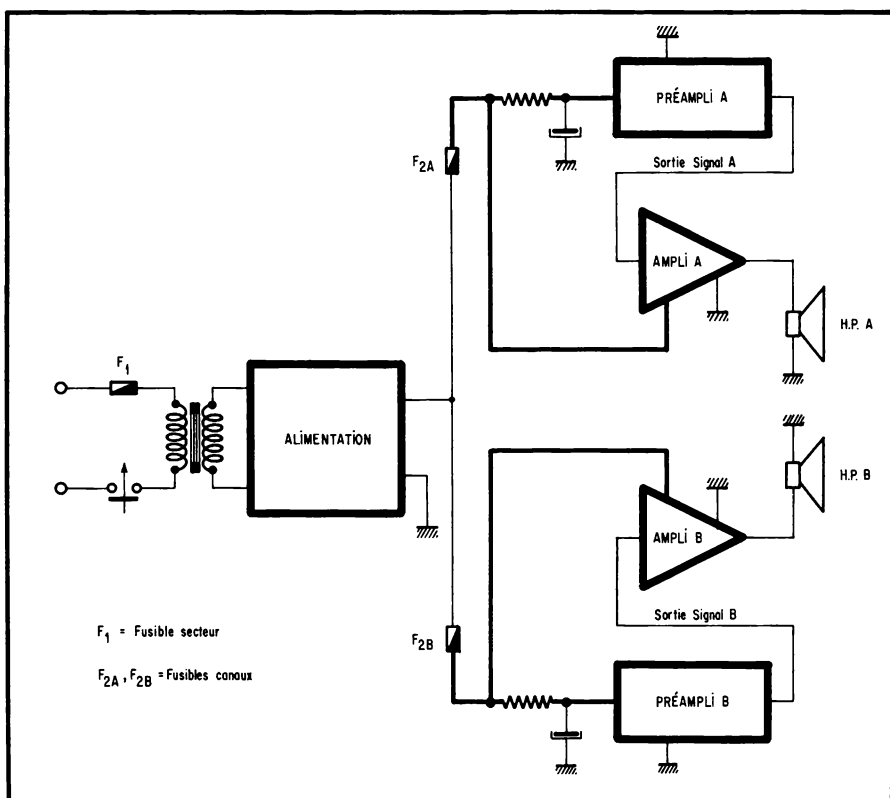
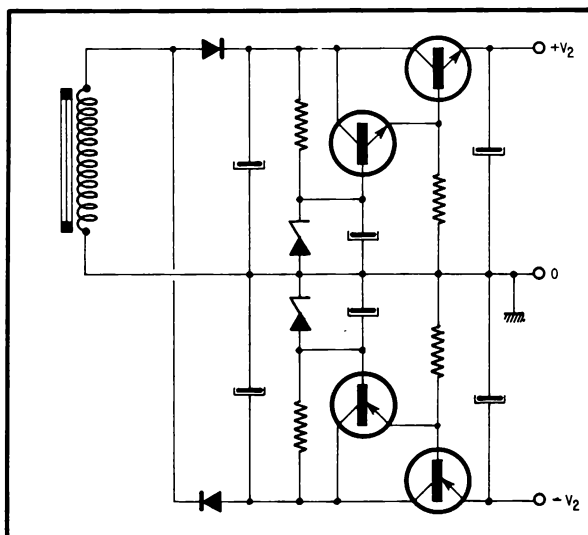


Fig. 135. — Synoptique de distribution d'alimentation d'une installation stéréophonique.

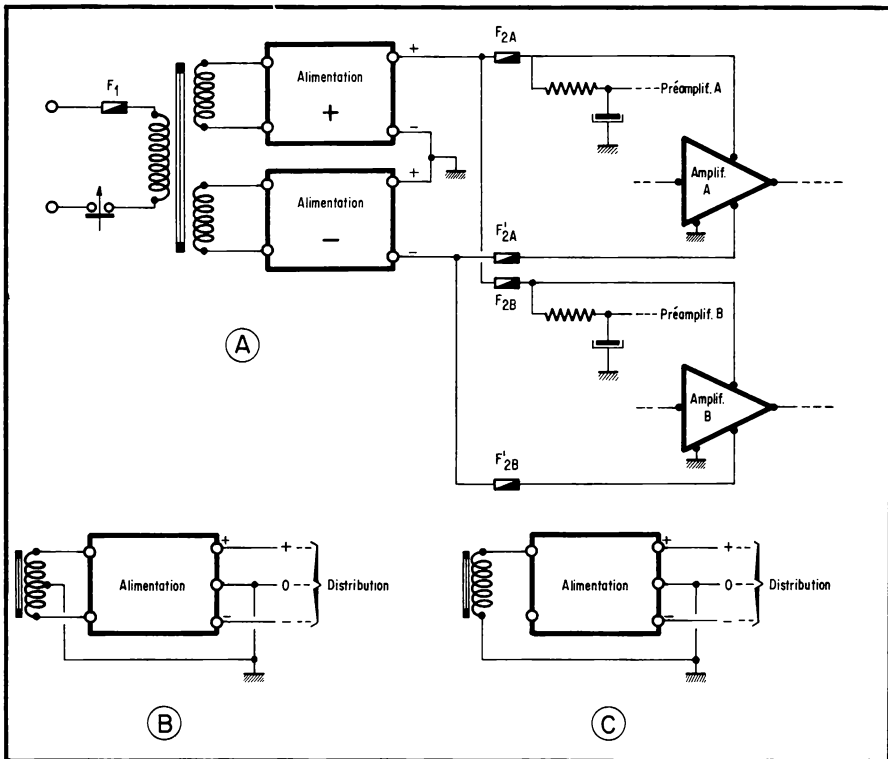


Fig. 136. — Type de distribution d'alimentation selon que le transformateur d'alimentation est à deux enroulements secondaires identiques (A); à un enroulement secondaire à point milieu (B); ou bien, à un seul enroulement sans point milieu (C).

- utilisation d'un transformateur d'alimentation à deux enroulements secondaires identiques;
- utilisation d'un transformateur d'alimentation à un seul enroulement secondaire avec point milieu.

Dans le premier cas, les deux alimentations sont absolument identiques mais sont assemblées en série, c'est-à-dire que la sortie « moins » de l'une est connectée à la sortie « plus » de l'autre, cette liaison constitue le point froid de l'alimentation générale, la première alimentation fournit alors le « plus », la seconde le « moins », c'est ce qui est montré dans le schéma de la figure 131. C'est un montage très intéressant; de grandes performances; pouvant répondre à de nombreux besoins.

Une alimentation plus économique est celle dont le schéma est donné par la figure 132. Il s'agit d'une alimentation symétrique stabilisée avec système de redressement du type mono-alternance.

Dans le second cas, les deux alimentations sont du type complémentaires. L'une fournit le « plus », l'autre le « moins », les deux points froids réalisent le « zéro » général. La figure 133 donne le schéma d'une telle alimentation, le redressement est du type mono-alternance.

La figure 134 donne enfin le schéma d'une alimentation symétrique du type complémentaire, réalisée au moyen d'un transformateur d'alimentation à un seul enroulement secondaire, sans point milieu. C'est bien entendu une solution économique dont les résultats sont acceptables.

9.7.4. — Conclusion

Les alimentations qui viennent d'être décrites conviennent parfaitement à toutes les réalisations d'amplificateur, il est, toutefois nécessaire de prévoir des sécurités (fusibles à fusion rapide). Car nulle installation n'est à l'abri d'un court-circuit ou même d'une manipulation maladroite. La figure 135 donne le synoptique d'une installation stéréophonique, et montre surtout comment sont réparties les alimentations.

La figure 136 donne le synoptique d'un circuit de distribution d'alimentation pour une chaîne stéréophonique dans laquelle les amplificateurs sont du type à alimentation symétrique.

Nous trouverons en annexe un certain nombre de schémas se rapportant à des circuits de sécurité fonctionnant automatiquement.

CHAPITRE 8

ALIMENTATIONS PROPOSÉES PAR DES CONSTRUCTEURS A TITRE D'APPLICATIONS

1.8.4. — Alimentation SIEMENS - 30 V/350 mA

C'est une alimentation régulée de moindre importance mais de bonne qualité. Le schéma de la figure 137 provient d'un recueil d'applications diverses de *Siemens* d'avril 1965. Nous la retenons surtout à cause de sa simplicité.

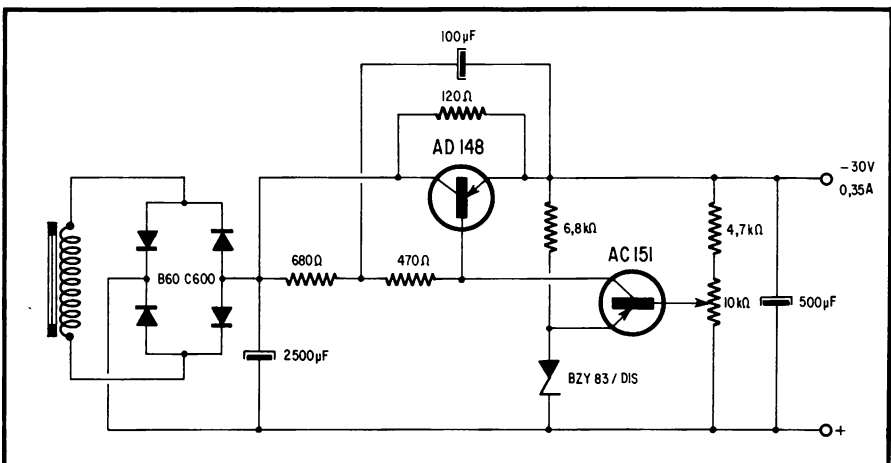


Fig. 137. — Alimentation Siemens 30 V/350 mA régulée.

de potentiel qui se développe aux bornes de la résistance de 1 augmente ainsi que la fraction de cette tension qui est appliquée sur la base de T_1 , en ce cas, T_1 se met à conduire, tend à se saturer, son collecteur devient négatif ce qui tend à saturer T_2 . Ce dernier saturé, son collecteur est proche du potentiel de son émetteur, D_3 conduit et applique un 0 simultanément sur la base de T_4 et sur le collecteur de T_5 , ce 0 est transmis sur l'émetteur de T_3 et l'ensemble demeure isolé de l'utilisation aussi longtemps que la surcharge persiste.

3.8.4. — Alimentation Compelec - 24 V/2 A

(Rappelons que la firme *Compelec* fait maintenant corps avec la *Radiotechnique*.)

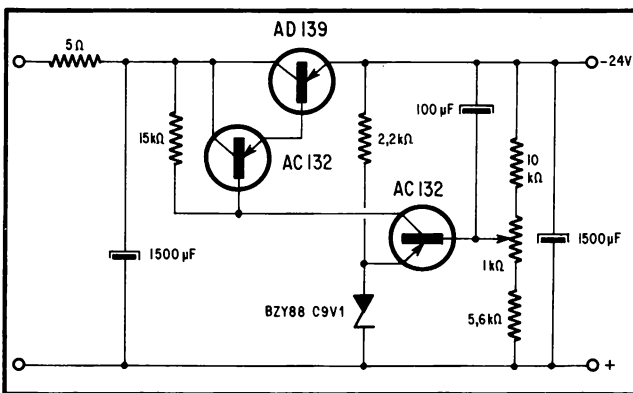


Fig. 139. — Alimentation Compelec. 20 v/2 amp. prévue pour alimenter le module BF 30 de 10 watts associé au préamplificateur de la figure 53.

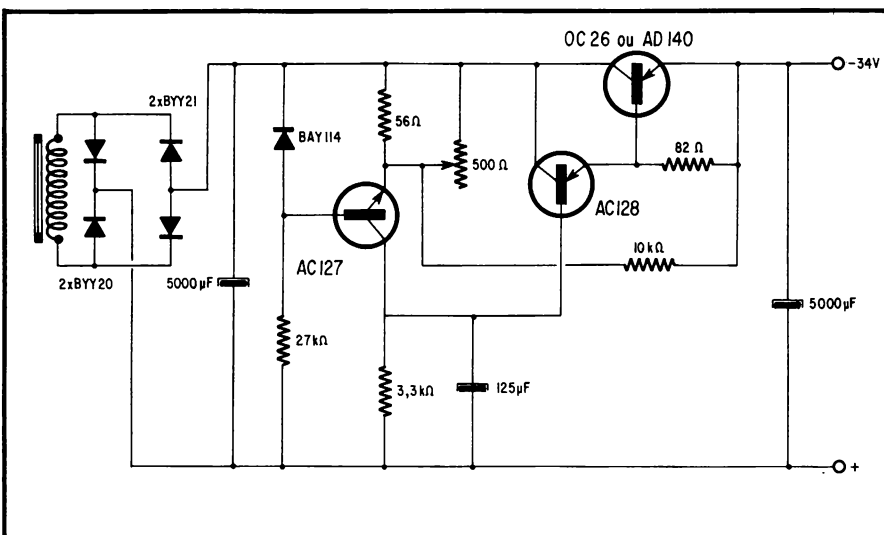


Fig. 140. — Alimentation Radiotechnique destinée à alimenter les ensembles préampli-ampli (fig. 54) et 114 et préampli-ampli (fig. 55 et 115).

L'alimentation dont le schéma est donné dans la figure 139 était prévue pour alimenter le module BF 30, associé au préamplificateur de la figure 53.

4.8.4. — Alimentation Radiotechnique - 34 V

L'alimentation de la figure 140 est destinée à alimenter les ensembles stéréophoniques des figures 54 (préamplificateur) et 114 (amplificateur) et des figures 55 (préamplificateur) et 115 (amplificateur).

5.8.4. — Alimentation Ates - 38 V

L'alimentation dont le schéma est donné dans la figure 141 fournit 38 volts sous un débit suffisant pour alimenter un ensemble stéréophonique utilisant l'amplificateur de la figure 105 associé à l'un des préamplificateurs des figures 46, 47 ou 48.

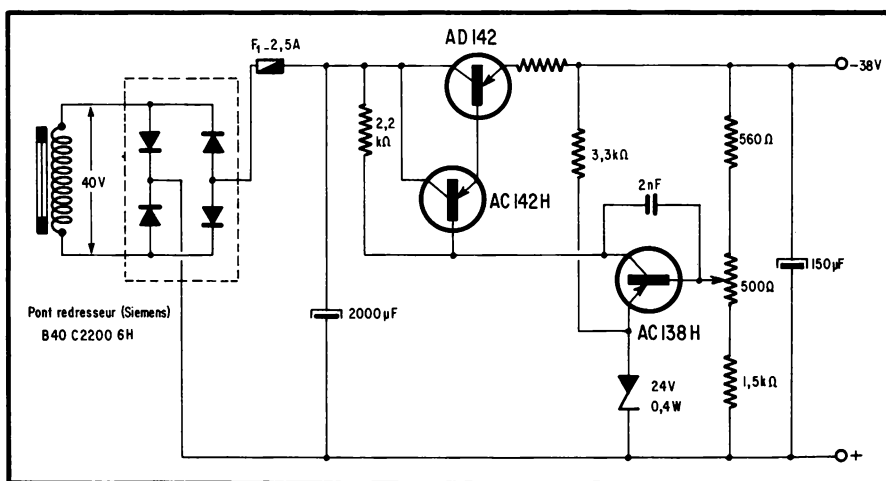


Fig. 141. — Alimentation Ates prévue pour alimenter l'amplificateur de la figure 105, associé avec un des préamplificateurs des figures 46, 47, ou 48.

6.8.4. — Alimentation SGS - 40-57 V

Cette alimentation est prévue pour fournir soit 40 volts, soit 57 volts selon que l'amplificateur (20 watts = puissance nominale) qu'elle alimente, est chargé par un haut-parleur de 8 ou de 16 Ω. Son schéma est celui de la figure 142. Quelques particularités sont à signaler. Notamment la valeur de R_4 détermine la valeur du courant maximal débité. La diode D_2 joue le rôle de limitatrice de tension inverse base-émetteur du transistor Q_4 . La diode D_3 assure une protection en cas de surcharge (court-circuit). En effet, en cas d'anomalie provenant du circuit

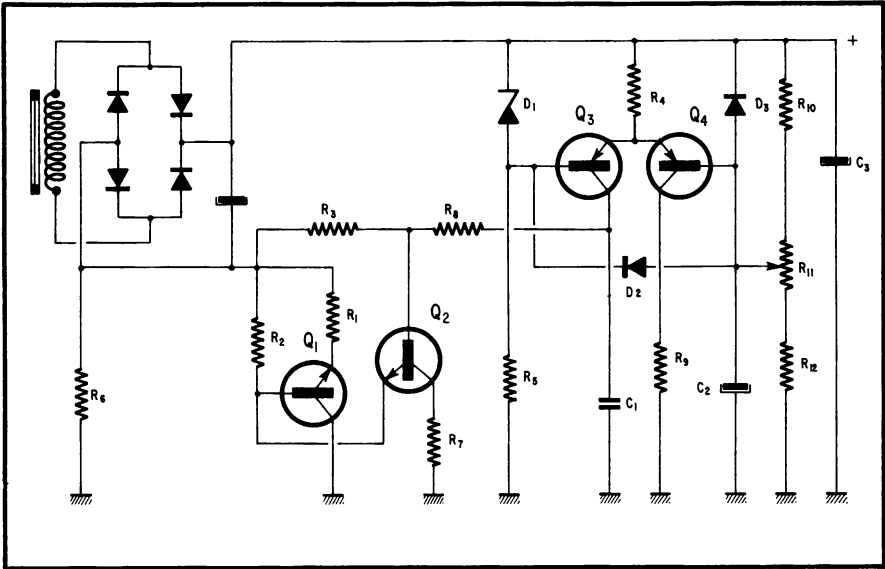


Fig. 142. — Alimentation SGS prévue pour 40 ou 57 v avec circuit de protection de surcharge.

V_{cc}	57 Volts	40 Volts
V continu à vide : E	80 V	60 V
R_1	1 Ω /8 W	1 Ω /8 W
R_2	1 k Ω	1 k Ω
R_3	680 Ω	470 Ω
R_4	3 k Ω	1,5 k Ω
R_5	5,6 k Ω	3,9 k Ω
R_6	4,7 k Ω /2 W	3,9 k Ω /2 W
R_7	22 Ω	10 Ω
R_8	1 k Ω	680 Ω
R_9	1,5 k Ω	470 Ω
R_{10}	6,8 k Ω	6,8 k Ω
R_{11}	2,2 k Ω .pot.	2,2 k Ω .pot.
R_{12}	4,7 k Ω	3,9 k Ω
C_1	1 000 pF	1 000 pF
C_2	25 μ F/50 V	25 μ F/50 V
C_3	50 μ F/60 V _{max}	50 μ F/60 V _{max}
D_1	BZ112	BZ110
D_2	BA164	BA164
D_3	BA129	BA129
Q_1	BU102	BU102
	sur radiateur 2 °/W	sur radiateur 2 °/CW
Q_2	2N2890	BC142
Q_3	BFW44	BC143
Q_4	BC153	BC153

Fig. 143. — Liste des composants de l'alimentation de la figure 142.

Tension de ronflement résiduel (avec $C_3 = 50 \mu\text{F}$)	4 mV pour $I_s = 2 \text{ A}$
Courant résiduel de court-circuit :	17 mA (57 V) 16 mA (40 V)
Facteur de régulation $\frac{\Delta v_s}{v_s} \frac{\Delta E}{E}$	0,03 pour $I_s = 3,6 \text{ A}$
Résistance interne $\frac{\Delta v_s}{\Delta i_s}$	0,06 ohm

Fig. 143 bis. — Caractéristiques essentielles de l'alimentation stabilisée de la figure 142.

d'utilisation; D_3 décharge rapidement le condensateur C_2 et évite ainsi un accroissement dangereux de la tension inverse base-émetteur de Q_4 . La valeur du condensateur C_3 , qui avec C_2 assure le filtrage du système, doit être maintenue à une valeur relativement faible (inférieure à 50 MF), sans quoi le circuit de sécurité ne pourrait plus jouer son rôle.

La valeur des éléments sont consignés dans le tableau de la figure 143.

7.8.4. — Alimentation Sescosem - 50 V

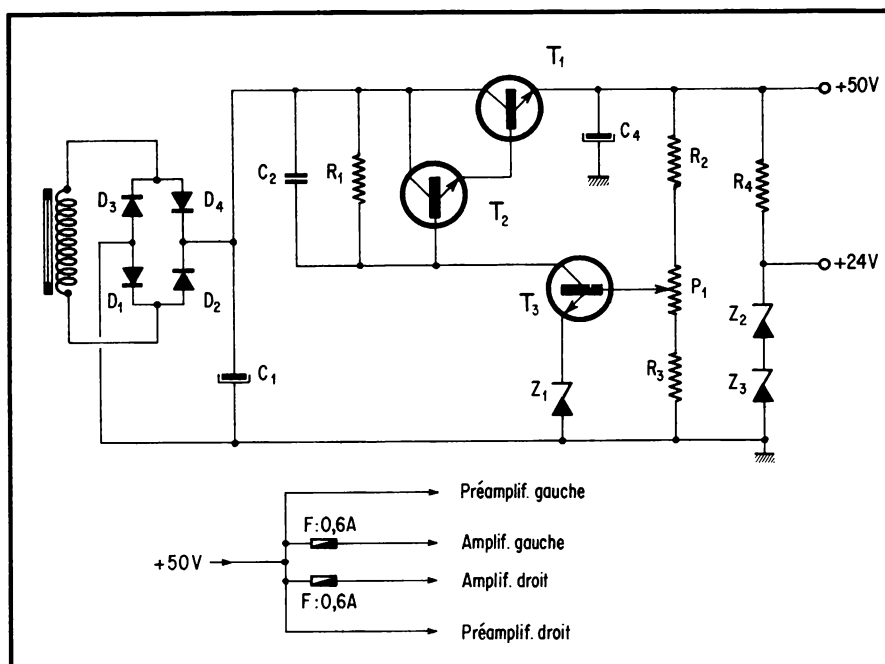


Fig. 144. — Alimentation 50 v de Sescosem prévue pour alimenter un ensemble stéréophonique — (préampli fig. 60) — (ampli fig. 111).

L'alimentation dont le schéma est donné dans la figure 144, est destinée à alimenter un ensemble stéréophonique constitué par le préamplificateur de la figure 60, et de l'amplificateur de puissance de la figure 111. La figure 145 donne la liste des composants de cette alimentation.

R_1	3,3 k Ω 1/2 W
R_2	3,9 k Ω 1/2 W
R_3	1 k Ω 1/2 W
R_4	1 k Ω 2 W
P_6	500 Ω
C_1	4 000 μ F/80 V
C_2	3,3 nF
C_3	10 μ F/80 V
C_4	100 μ F/80 V
D_1 à D_4 . . .	1N1116, 102J4, 1N1582, 503KB1, 1N537-537J2F-25Z6, 17Z4, 112Z4, 16Z4
Z_1 à Z_3 . . .	104T2, 180T2A,B,C à 185T2A,B,C, BDY23A,B,C à BDY28A, B,C... ou équivalent
T_1	
T_2, T_3	2N3404, 2N3405, 2N1613, 2N2193... ou équivalent

Fig. 145. — Liste des composants de l'alimentation de la figure 144.

8.8.4. — Alimentation Texas-Instrument à usages multiples - 30 V de 0 à 2,5 A

Tiré du manuel *Texas-Instrument*, référence catalogue CC 202, page 16308, le schéma de la figure 146 correspond à une alimentation d'excellent conditionnement qui mérite d'être signalée. L'échantillonnage se fait à partir d'un amplificateur différentiel ce qui assure une bonne qualité.

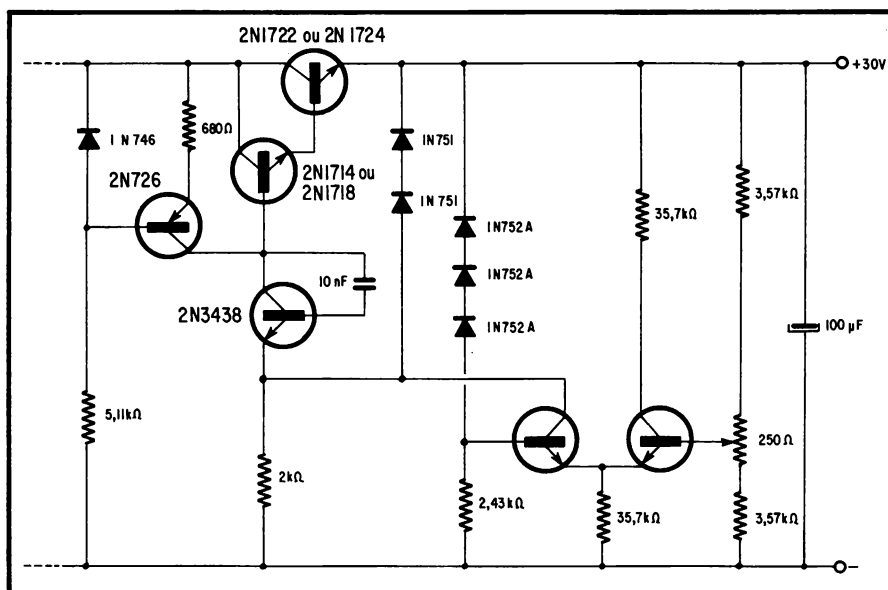


Fig. 146. — Alimentation Texas-Instrument de grandes performances à usages multiples.

9.8.4. — Conclusions

Comme il a pu être constaté tout au long de ce chapitre, toutes les alimentations, quelle qu'en soit la provenance, se ressemblent étrangement. Ceci montre qu'il n'est pas impératif d'assembler une réalisation, préamplificateur-amplificateur, avec l'alimentation prévue pour elle. On peut très bien utiliser un type d'amplificateur de puissance, un préamplificateur choisi en fonction de ses performances, et une alimentation quelconque, pourvue que celle-ci réponde aux conditions de fonctionnement établies à l'avance.

ANNEXE I

I

CONCEPTION DE FILTRES PASSIFS UTILISÉS EN BASSE FRÉQUENCE

Généralités

Les filtres passifs sont par définition des arrangements d'éléments passifs tels les selfs, les résistances et les capacités, qui ont la propriété essentielle de permettre ou d'interdire progressivement le passage d'une fréquence ou d'une bande de fréquences.

Dans les pratiques modernes du traitement des signaux à basses fréquences, les selfs sont presque complètement écartées. Elles ont en effet, le gros inconvénient d'imposer souvent un encombrement important, et aussi d'avoir des caractéristiques électriques qui ne correspondent pas toujours aux conditions à satisfaire pour obtenir les résultats escomptés. Par contre, en utilisant seulement des résistances et des condensateurs, on peut toujours s'arranger pour atteindre le but recherché.

Quoique de caractéristiques multiples, les filtres généralement employés en basse fréquence, sont de deux types, à savoir :

- a) à annulation progressive;
- b) à atténuation limitée.

On dit d'un filtre qu'il est du type à annulation progressive; quand, à partir d'une fréquence prise pour référence limite, les signaux tendent à s'annuler ou au contraire à s'accroître jusqu'à atteindre une amplitude dite de « palier ». Les filtres à atténuation limitée agissent de la même manière que les précédents mais les signaux ne s'annulent jamais complètement. Ils peuvent aussi atteindre une amplitude palier à partir d'un niveau d'atténuation que l'on se fixe au départ.

La figure 147 montre l'action de l'un et de l'autre type de filtre. Il faut préciser qu'à partir de la fréquence prise pour limite d'action (désignée par F_0) l'accroissement ou l'annulation progressive de l'amplitude des signaux définit une variation de 6 dB par octave.

Qu'il s'agisse de filtres du type (a), c'est-à-dire à annulation progressive, ou bien du type (c) à atténuation limitée. En basse fréquence on utilise principalement quatre filtres passifs d'action différente, à savoir :

- filtre *passe-bas* ;
- filtre *passe-haut* ;
- filtre *passe-bande de milieu* (bosse) ;
- filtre *passe-bande d'extrémités* (creux).

Ces quatre filtres vont être étudiés sommairement, d'une part en annulation progressive, ensuite en atténuation limitée.

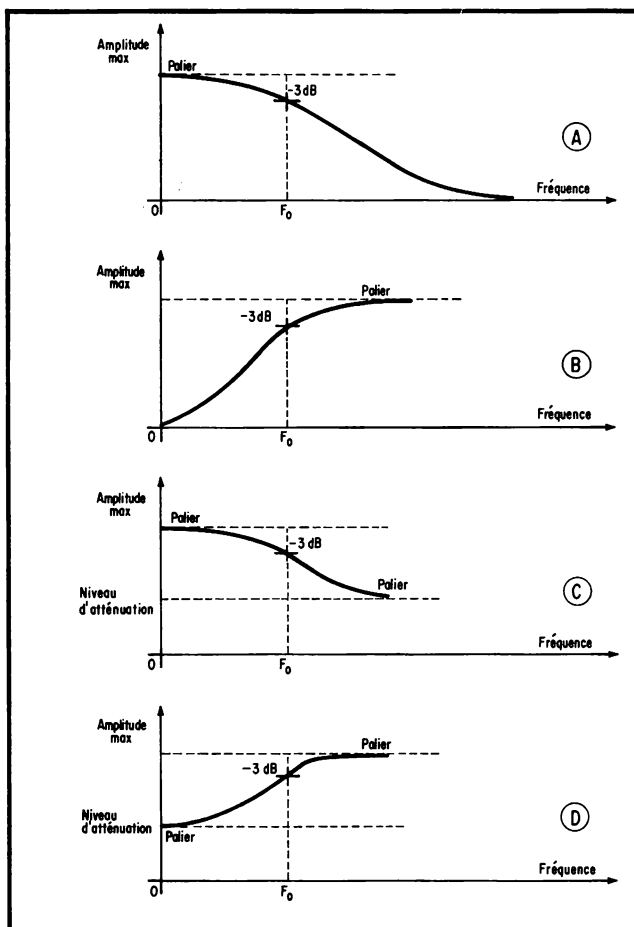


Fig. 147. — Action des filtres à annulation progressive (A), à accroissement progressif (B), et à atténuation limitée (C) et (D).

Filtres à annulation progressive

PASSE-BAS

Permettent le passage des fréquences basses comprises par exemple entre 0 et une fréquence supérieure notée F_H (fig. 148). Les courbes du bas montrent ce que devient un signal rectangulaire d'amplitude V_1 appliqué à l'entrée d'un filtre passe-bas (têta = θ constante de temps du circuit).

Fig. 148. — Filtre passif passe-bas.

$$F_H = \frac{0,16}{R(\Omega) C(F')}$$

$$V_2 = V_1 \frac{1}{\sqrt{R^2 C^2 \omega^2 + 1}}$$

à la fréquence limite F_H on a $RC\omega = 1$ d'où

$$V_2(F_H) = \frac{V_1}{V_2} \approx 0,7 V_1$$

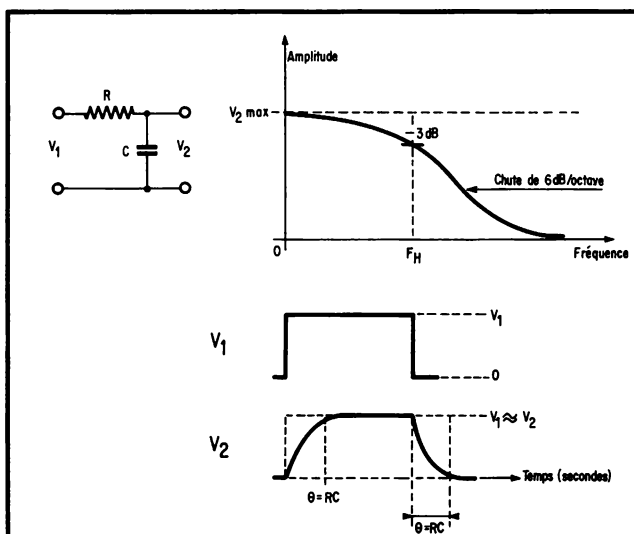
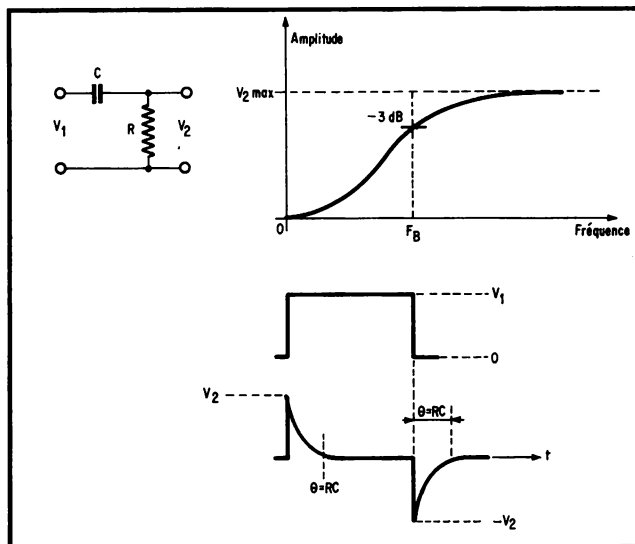


Fig. 149. — Filtre passif passe-haut.

$$F_B = \frac{0,16}{R\Omega C_{farad}}$$

$$V_2 = V_1 \frac{RC\omega}{\sqrt{R^2 C^2 \omega^2 + 1}}$$

à la fréquence limite F_H on a : $RC\omega = 1$ d'où

$$V_2 = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \approx 0,7 V_1$$

PASSE-HAUT

Contrairement aux filtres passe-bas, les filtres passe-haut permettent le passage des fréquences hautes à partir d'une fréquence limite notée F_b , comme le montre la figure 149. Les courbes du bas montrent ce que devient un signal rectangulaire d'amplitude V_1 quand il est appliqué à l'entrée d'un filtre passe-haut.

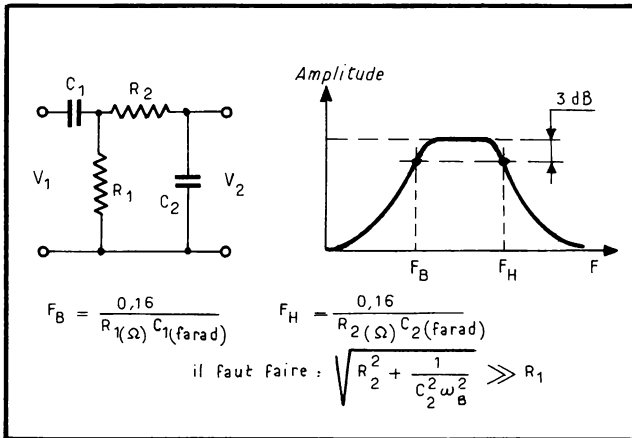
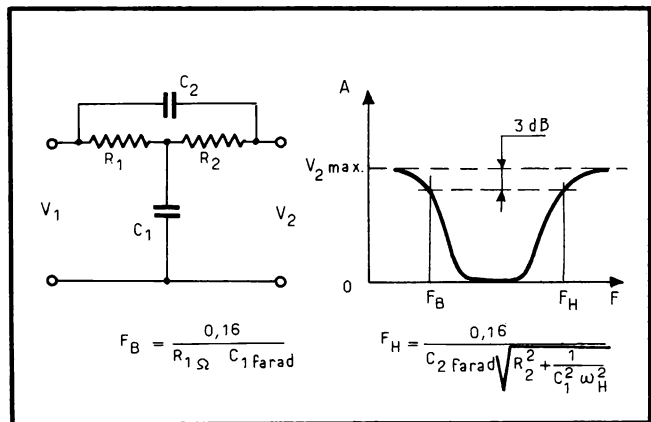


Fig. 150. — Filtre passif passe-bande de milieu (Bosse).

Fig. 151. — Filtre passif passe-bande d'extrémités (creux). A partir d'une fréquence F'_H , C_1 apparaît comme un court-circuit, et peut être négligé devant R_2 . D'où

$$F'_H = \frac{0,16}{C_2(\text{farad}) R_2(\Omega)}$$



PASSE-BANDE DE MILIEU (bosse)

Le circuit de la figure 150 est un filtre qui à la propriété de permettre le passage d'une bande de fréquences comprise entre une première limite F_b dite limite basse, et une limite dite haute F_h .

PASSE-BANDE D'EXTRÉMITÉS (creux)

Il s'agit d'un filtre complémentaire du précédent. Ce type de filtre permet le transfert d'une première bande de fréquences basses limitée par une fréquence

supérieure F_b , et d'une seconde bande de fréquences hautes à partir d'une fréquence limite F_h (fig. 151). Ce filtre est souvent désigné par « Filtre à simple T ponté ».

Fig. 152. — Filtre passif passe-bas à atténuation limitée. Le niveau d'atténuation est défini par la résistance R_2 .

Résolution :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_2 + R_1}{Z_2}$$

avec :

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

on peut aussi écrire :

$$Z_2 = \frac{V_2}{V_1} R_1 + \frac{V_2}{V_1} Z_2$$

d'où :

$$Z_2 \left(1 - \frac{V_2}{V_1}\right) = \frac{V_2}{V_1} R_1$$

ce qui donne :

$$Z_2 = \frac{\frac{V_2 R_1}{V_1}}{\frac{V_1 - V_2}{V_1}} = R_1 \frac{V_2}{V_1 - V_2} = \sqrt{R_2^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

Élevons au carré, il vient :

$$R_1^2 \left(\frac{V_2}{V_1 - V_2}\right)^2 = R_2^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}$$

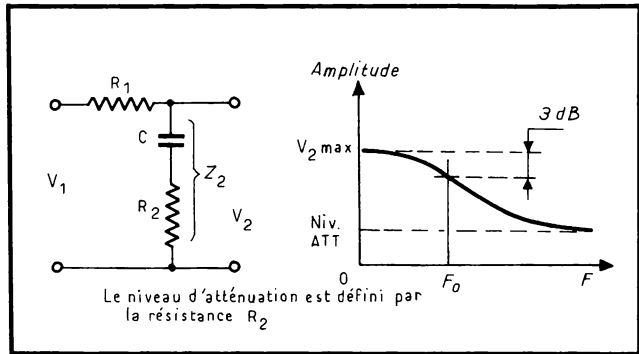
et enfin :

$$R_2 = \sqrt{R_1^2 \left(\frac{V_2}{V_1 - V_2}\right)^2 - \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

ou bien :

$$C = \frac{0,16}{F_0 \sqrt{R_1^2 \left(\frac{V_2}{V_1 - V_2}\right)^2 - R_2^2}}$$

Observation : généralement on se fixe R_1 et R_2 en fonction des résultats que l'on désire obtenir, puis, on calcule C .



Filtres à atténuation limitée

PASSE-BAS

C'est un filtre identique à celui de la figure 148 dans lequel on a ajouté une résistance en série avec la capacité C . La figure 152 en donne le schéma et le mode simplifié de résolution.

PASSE-HAUT

Ce filtre — complémentaire du précédent — est de même conception que celui de la figure 149, dans lequel on a doublé le condensateur C par une résistance R_1 (fig. 153).

Fig. 153. — Filtre passif passe-haut à atténuation limitée.

Résolution :

$$Z_1 \approx \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 C^2 \omega^2 + 1}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{Z_1 + R_2}$$

(fréquences élevées)

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(fréquences basses)
à la fréquence F_0 on a :

$$R_1 C \omega_c = 1$$

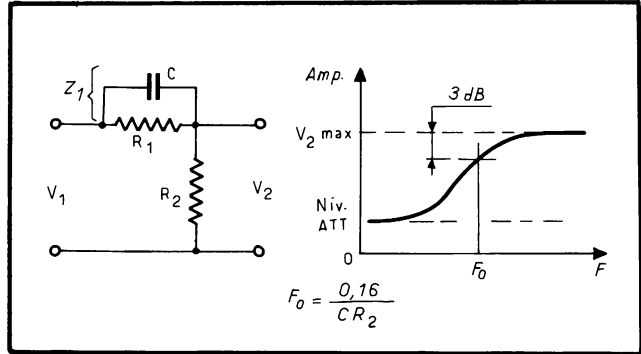
d'où :

$$Z_{1(0)} = \frac{R_1}{\sqrt{2}} \approx 0,7 R_1$$

et :

$$\frac{V_{2(0)}}{V_{1(0)}} \approx \frac{R_2}{R_2 + 0,7 R_1}$$

Observation : On se fixe les valeurs de R_1 et R_2 en fonction des niveaux d'atténuation que l'on veut obtenir.



PASSE-BANDE DE MILIEU (bosse)

Ce genre de filtre est réalisé au moyen d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas combiné en série, comme le montre la figure 154.

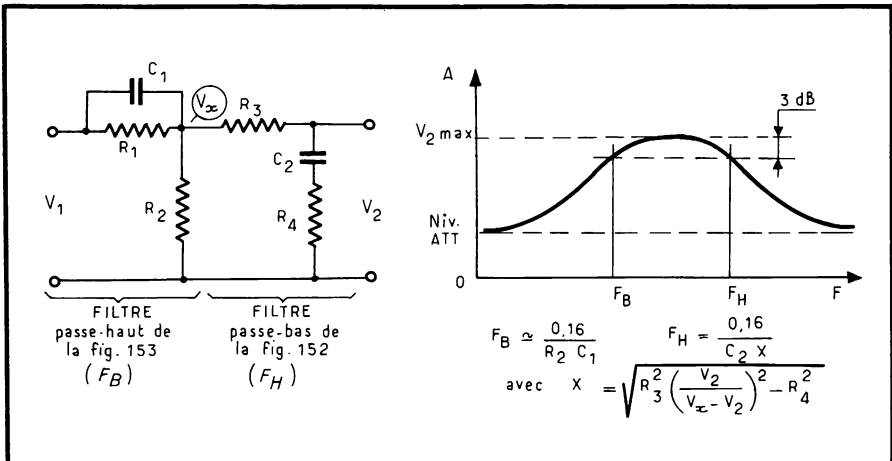


Fig. 154. — Filtre passif passe-bande de milieu (bosse) à atténuation limitée. Ordinairement on s'arrange pour que l'ensemble R_3, C_2, R_4 , présente une impédance grande devant R_2 .

PASSE-BANDES D'EXTRÉMITÉS (creux)

Nous retrouvons le filtre de la figure 151 dans lequel on a mis en série avec C_1 une résistance R_3 (fig. 155).

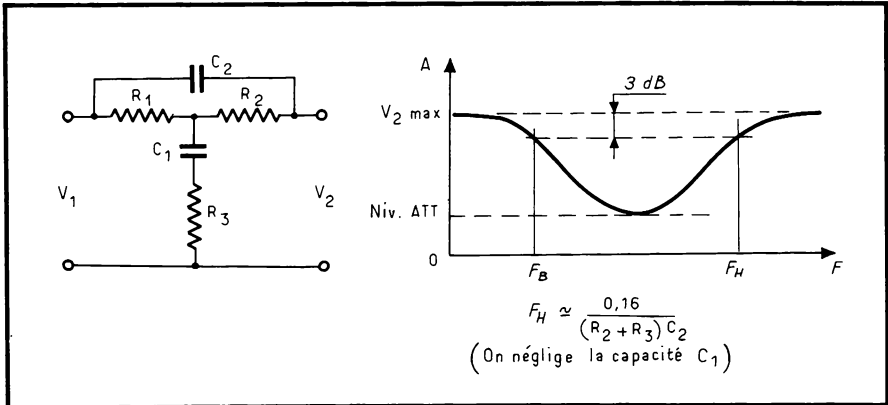


Fig. 155. — Filtre passif passe-bande d'extrémité (creux) à atténuation limitée. R_1 , C_1 , R_3 sont calculés comme R_1 , C_1 , R_2 du filtre passe bas de la figure 152.

Filtres passifs sélectifs

Ces filtres sont souvent utilisés quand on veut éliminer ou au contraire favoriser une fréquence. L'un de ces filtres, le plus élémentaire, est réalisé au moyen de deux filtres complémentaires (passe-bas et passe-haut), en parallèle (fig. 156) appelé Double T ponté.

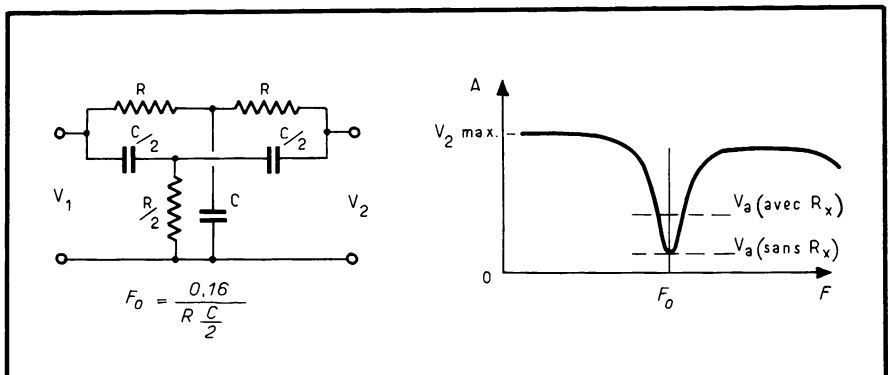


Fig. 156. — Filtre sélectif à transmission pratiquement nulle. Si l'on ajoute une résistance, de valeur choisie (R_x) en série avec C , on obtient un léger déplacement de la fréquence F_0 . On contrôle ainsi, le niveau d'annulation V_a .

Filtres passifs à transmission avec -3 dB d'affaiblissement. Pont de WIEN

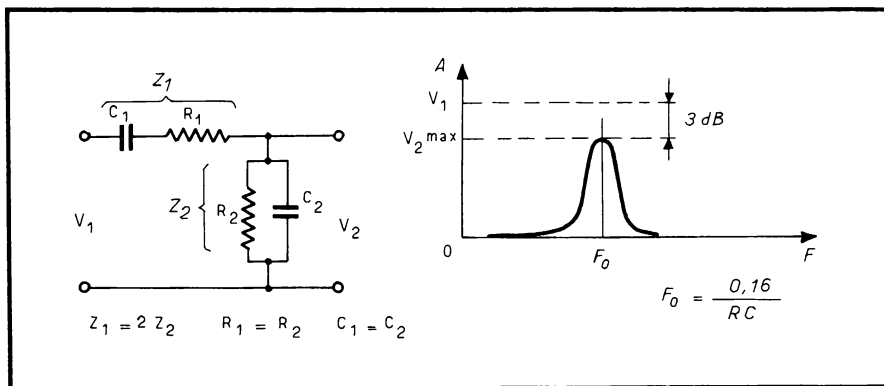
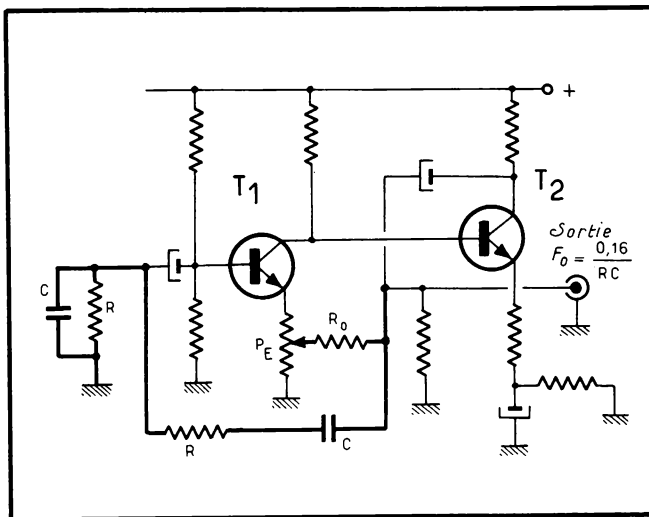


Fig. 157. — (ci-dessus)
Filtre sélectif à transmission avec un affaiblissement de -3 Db (pont de Wien).

Fig. 157 bis. —
Exemple d'utilisation du pont de Wien. Il s'agit d'un simple amplificateur à deux étages calculé selon les méthodes habituelles, auquel on a ajouté une boucle de réaction positive (traits gras) et un système de correction de forme P_E, R_6 .



Le filtre de la figure 157 est très utilisé dans les générateurs à basses fréquences, il permet la transmission d'une fréquence avec un affaiblissement de -3 dB. La figure 157bis donne un exemple d'utilisation.

II

UTILISATION DES FILTRES PASSIFS

Ces pratiques des filtres passifs sont multiples et extrêmement diverses, aussi, nous nous limiterons à montrer quelques utilisations fondamentales à titre d'exemple.

Filtre passif utilisé en transmission série

La figure 158 montre une telle utilisation. Les signaux sont transmis au circuit d'utilisation à travers le filtre. Selon la nature de celui-ci, la bande de fréquences appliquée à l'entrée du circuit d'utilisation, est celle qui correspond à la caractéristique propre du filtre utilisé.

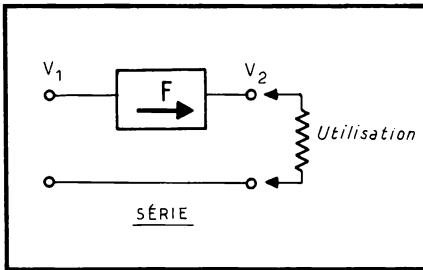


Fig. 158. — Filtre passif utilisé en transmission série.

Filtre passif utilisé en parallèle ou dérivation

Un filtre passif peut aussi être utilisé en dérivation sur une ligne de transmission à condition que son impédance totale soit petite devant les impédances d'attaque et du circuit d'utilisation. La figure 159 donne un exemple de ce type d'utilisation. Il faut noter qu'un filtre utilisé en parallèle dans les conditions ci-

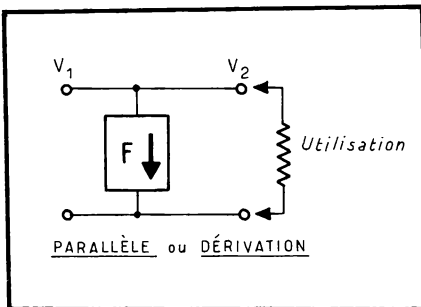


Fig. 159. — Filtre passif utilisé en dérivation — utilisé de cette façon, le filtre produit une caractéristique complémentaire à la sienne.

dessus définies, produit une caractéristique complémentaire à la sienne. Par exemple, un filtre passe-bas utilisé en dérivation, produit une caractéristique identique à celle d'un filtre passe-haut.

En utilisant deux filtres complémentaires dans un même circuit, l'un en série, l'autre en dérivation, on améliore la caractéristique du filtre série (fig. 160).

Utilisation des filtres passifs en contre-réaction

A partir d'un montage amplificateur, tous les filtres passifs étudiés jusqu'alors peuvent être utilisés en contre-réaction.

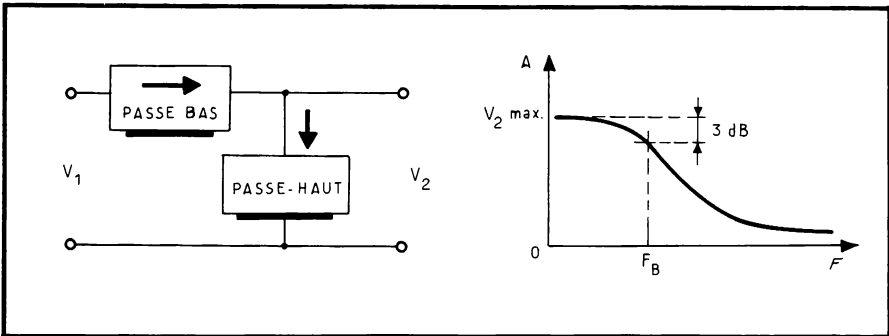


Fig. 160. — En utilisant deux filtres complémentaires l'un en série, l'autre en parallèle, la caractéristique du filtre série est améliorée.

Pour un circuit de contre-réaction du type série, la caractéristique dynamique obtenue est la complémentaire de celle du filtre utilisé (fig. 161). Si au contraire, le circuit de contre-réaction est du type parallèle, la caractéristique dynamique est la même que celle du filtre utilisé mais améliorée par l'amplification de l'étage (fig. 162). On peut aussi utiliser des circuits de contre-réaction réalisés au moyen de deux filtres complémentaires, l'un en série, l'autre en parallèle, dans ces conditions, la caractéristique dynamique est la même que celle du filtre parallèle mais améliorée comme indiqué à la figure 163.

Fig. 161. — Filtre passif utilisé en contre-réaction

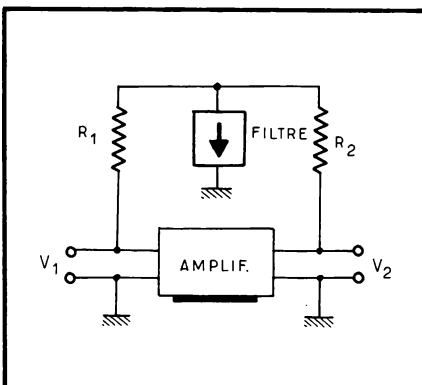
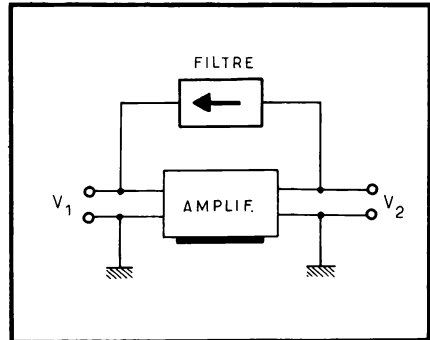


Fig. 162. — (ci-contre) Filtre passif utilisé en contre-réaction parallèle. Les résistances R_1 et R_2 forment le circuit de contre-réaction produisant une correction linéaire.

Fig. 163. — (ci-contre) Filtres passifs complémentaires utilisés en série parallèle.

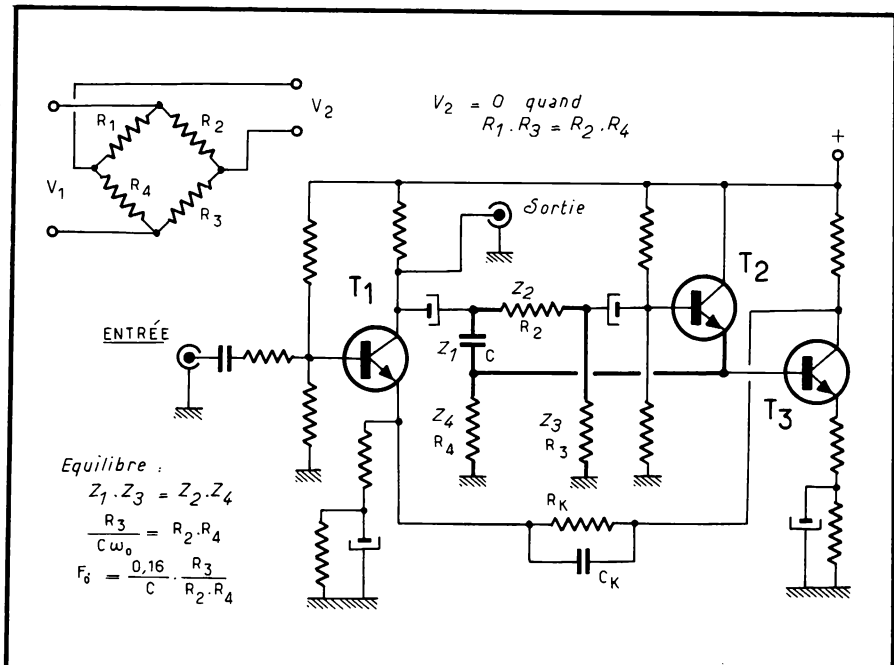
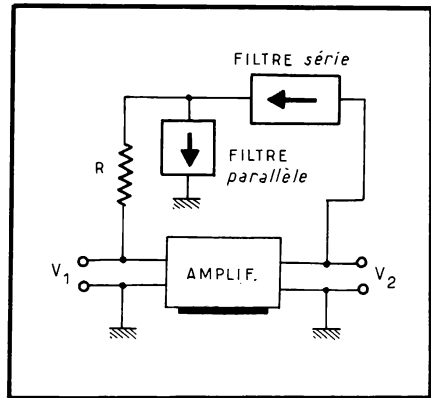


Fig. 164. — Schéma simplifié d'un pont de Wheatstone. La boucle de contre-réaction R_K , C_K produit une annulation d'amplitude presque totale, pour tous les signaux de fréquences autre que F_0 . Les signaux dont la fréquence est F_0 n'étant pas transmis à T_2 , se retrouvent seuls en sortie (collecteur de T_1).

Ces quelques exemples d'utilisation montrent tout le profit que l'on peut tirer des filtres passifs quand ils sont bien utilisés. Il faut toutefois se souvenir que l'impédance du filtre doit être faible devant les impédances des circuits sur lesquels ils sont utilisés sinon leur efficacité resterait illusoire.

Signalons pour finir l'existence d'un circuit d'équilibre à transmission nulle, connu sous le nom de « Pont de Wheatstone ». La figure 164 donne un aspect simplifié de ce filtre et un exemple d'utilisation.

ANNEXE II

ATTÉNUATEURS

Dans les pratiques de la radioélectricité en général et plus particulièrement en basses fréquences, il arrive souvent que les signaux issus d'une source, ont des amplitudes trop grandes pour être utilisés en mesure. Bien sûr, on peut toujours prévoir un potentiomètre pour limiter ces amplitudes, mais l'atténuation produite par un tel procédé n'est ni contrôlable ni contrôlée et il est alors difficile de pratiquer des mesures concrètes. Aussi, a-t-on prévu l'emploi d'atténuateurs calibrés. La difficulté réside maintenant dans le fait que lors d'une manipulation, nous n'avons pas toujours celui qu'il faut. C'est pourquoi, il apparaît intéressant de montrer comment on peut soi-même réaliser, au moyen de résistances des atténuateurs du type en T.

Il faut encore ajouter que l'insertion d'un atténuateur dans un circuit de transfert doit, dans la mesure du possible, être adapté d'une part au circuit d'attaque (impédance de sortie du générateur), et d'autre part au circuit récepteur (impédance d'entrée de l'étage à alimenter).

Atténuateur en T

La figure 165 donne le schéma d'un atténuateur en T et le système de résolution simplifié. A noter que plusieurs cellules mises les unes à la suite des autres,

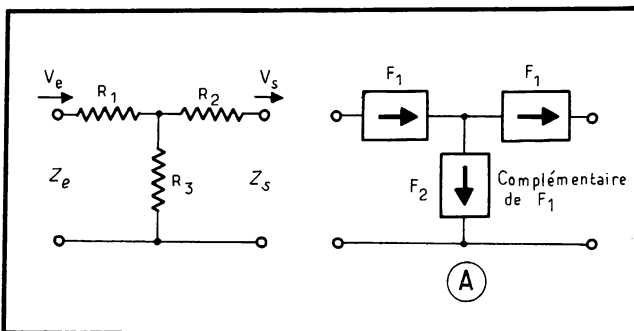


Fig. 165. — Atténuateur en T (cellule élémentaire).

Résolution approximative :

On a :
$$-X \text{ db} = 20 \log \frac{V_s}{V_e} = 20 \log A$$

avec
$$A = \frac{V_s}{V_e} \quad R_1 = Z_e (1 - A) \quad R_3 = A Z_e$$

Le calcul de \$R_2\$ tient compte de trois cas qu'il faut envisager :

a) \$Z_s = Z_e \Rightarrow R_1 = R_2\$ b) \$Z_s > Z_e \Rightarrow R_2 = Z_s - R_4\$ c) \$Z_s < Z_e \Rightarrow R_2 \approx R_3\$.

produisent une atténuation totale égale à la somme des atténuations de chacune d'elles.

A noter également que chaque résistance peut être remplacée par un des filtres étudiés précédemment, dans ces conditions l'atténuation devient semi-sélective. Par exemple, en remplaçant R_1 et R_2 par deux filtres identiques, et R_3 par un filtre complémentaire aux deux précédents, on améliore la caractéristique de transfert des filtres série. La partie A de la figure 165 donne le schéma d'un tel système. Il existe évidemment une multitude de types d'atténuateurs d'allures diverses, et d'autres conceptions peuvent encore être imaginées.

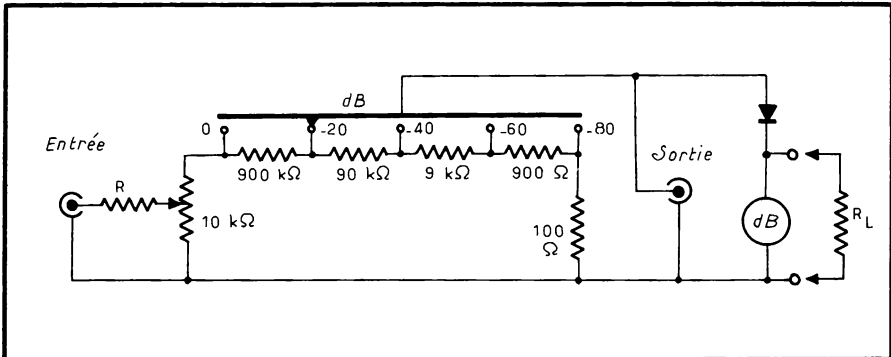


Fig. 166. — Atténuateur multiple pouvant être utilisé dans tous les cas où le signal d'entrée est de grande amplitude. La valeur donnée à la résistance R est fonction du niveau fixe d'entrée. Généralement elle est réglée pour obtenir en sortie +2 dB environ, avec le potentiomètre de 10 K au maximum de sa course, et de commutateur sur la position 0 dB. La résistance R_L , en parallèle sur l'appareil de mesure (dB mètre), charge celui-ci si besoin est. La diode est quelconque, elle détecte le signal.

Pour conclure, la figure 166 donne le schéma d'un atténuateur multiple très souvent utilisé, quand les signaux proviennent d'une source à niveau fixe. Les possibilités de cet atténuateur sont les suivantes :

- Position 1 = 0 dB = $0,773 \text{ V}$
- Position 2 = -20 dB = $773 \cdot 10^{-4} \text{ V}$
- Position 3 = -40 dB = $773 \cdot 10^{-5} \text{ V}$
- Position 4 = -60 dB = $773 \cdot 10^{-6} \text{ V}$
- Position 5 = -80 dB = $773 \cdot 10^{-7} \text{ V}$

(chaque fois qu'un niveau est divisé par 10, il est atténué de 20 dB).

Note : Le 0 dB a été fixé conventionnellement à 1 mW dans 600 Ω ce qui donne $V = 0,773 \text{ V}$. Dans ces conditions, et puisque convention il y a, il est toujours possible de se fixer un niveau de référence différent. Par exemple, 1 V eff pour fixer le 0 dB. Nous obtenons en ce cas, 1 V eff (0 dB); 0,1 (-20); 0,01 (-40); 0,001 (-60) et enfin 0,0001 (-80). La valeur des éléments ne change évidemment pas puisque le rapport de 10 est maintenu.

ANNEXE III

PROTECTION DES ALIMENTATIONS

Nombreuses sont les alimentations utilisées dans tous les domaines de l'électronique, dans lesquelles on a prévu des circuits de protection contre les surcharges, tels les courts-circuits, partiels ou totaux. Aussi, est-il à la portée de chacun de prévoir une telle protection, il suffit pour cela de savoir ce qu'est une protection, comment l'imaginer et enfin comment la réaliser. Il est vrai que dans de nombreux cas un simple fusible suffit pour protéger l'alimentation la plus délicate, pourvu qu'il soit bien calibré. Pourtant, les protections automatiques sont très en vogue, et chacun veut profiter de cette technique. Qu'entend-t-on exactement par protection? La réponse est simple, il s'agit de provoquer la déconnexion de l'alimentation du circuit d'utilisation, dès la présence d'une surcharge. Ceci implique déjà la connaissance du courant maximal que doit pouvoir fournir l'alimentation, c'est-à-dire qu'il faut prévoir un système qui permet de régler ce courant à la valeur maximale désirée. On admet alors qu'il y a surcharge dès que cette valeur est dépassée. La première solution qui vient à l'esprit, c'est d'insérer dans le circuit d'alimentation une résistance de faible valeur. On règle l'alimentation pour le courant limite, et l'on fait passer ce courant dans la résistance, utilisant la chute de tension qui se développe aux bornes de celle-ci. Il est clair que si le courant augmente et dépasse la limite fixée, la chute de tension aux bornes de la résistance augmente également. Si cette tension commande l'état d'un amplificateur en tension, il se produit, selon ce que l'on veut obtenir, le blocage ou au contraire, la saturation de cet amplificateur. La figure 167 montre le schéma d'une alimentation dans laquelle il a été prévu un tel circuit de protection. Son fonctionnement est le suivant :

Après avoir fait débiter à l'alimentation le courant limite $I_{\max}$ désiré, on a réglé la valeur de R_1 pour obtenir à ses bornes une tension de l'ordre de 1 volt. ($R_1 = 1 \Omega$ pour $I_{\max} = 1 \text{ A}$, $R_1 = 0,5 \Omega$ pour $I_{\max} = 2 \text{ A}$). Cette tension est échantillonnée par le potentiomètre P_1 (de l'ordre de 1 k Ω), la tension de base de T_1 prise sur le curseur de P_1 est réglée pour maintenir le transistor à la limite basse de conduction (pratiquement bloqué). T_2 ayant sa base reliée à la masse à travers R_4 , reste également bloqué et les seuls courants qui traversent R_5 sont le courant de base T_3 et le courant de collecteur de T_3 . L'alimentation fonctionne normalement.

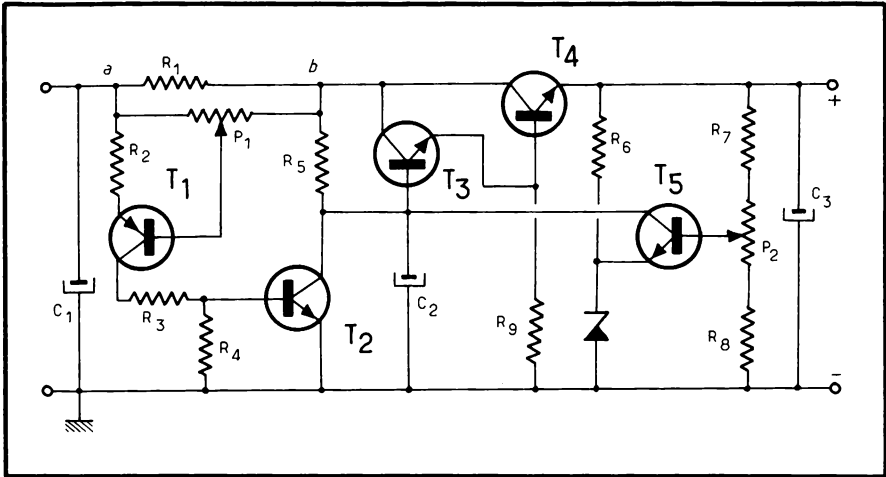


Fig. 167. — Alimentation régulée protégée contre les surcharges.

Supposons qu'il se produise une surcharge (courant supérieur à $I_{\max}$), la chute de tension dans R_1 va augmenter, le potentiel du point b diminue, la base de T_1 devient plus négative et ce transistor se sature. Le courant qui traverse R_3 et R_4 est tel que la base de T_2 devenant plus positive, ce transistor entre aussi en régime de saturation et son courant de collecteur va produire aux bornes de R_5 une chute de tension telle que le potentiel de base de T_3 tombe pratiquement au même potentiel que celui de l'émetteur de T_2 , c'est-à-dire, la masse. Tout se passe comme si l'alimentation se déconnectait du circuit d'utilisation (le claquage d'un fusible calibré à $I_{\max} + 5\%$, aurait abouti au même résultat).

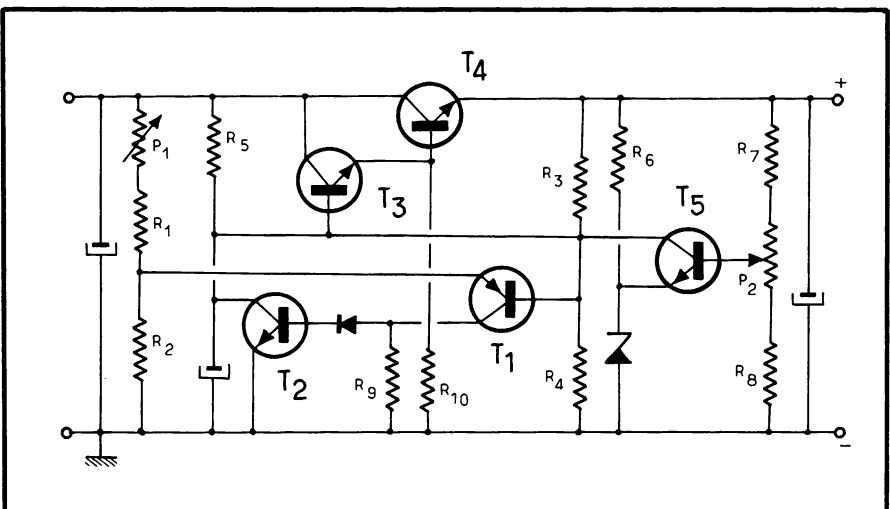


Fig. 168. — Autre systèmes de protection d'une alimentation.

Un autre exemple d'alimentation protégée est donné par la figure 168. Son fonctionnement diffère de celui du précédent en ce sens que la tension de commande appliquée à la base de T_1 est prise directement à la sortie de l'alimentation. P_1 étant réglé pour obtenir le blocage limite de T_1 et T_2 . R_5 est seulement parcourue par les courants de base de T_3 et de collecteur de T_5 . Le fonctionnement de l'ensemble est normal T_1 et T_2 n'interviennent pas. Si une surcharge se produit, la tension de base de T_1 prise à partir du pont diviseur R_3, R_4 , devient suffisamment négative pour conduire à saturation ce transistor qui sature T_2 . Dès cet instant, les résultats sont identiques à ceux obtenus avec le montage de la figure 167. La diode utilisée entre le collecteur de T_1 et la base de T_2 limite le courant de base de ce transistor.

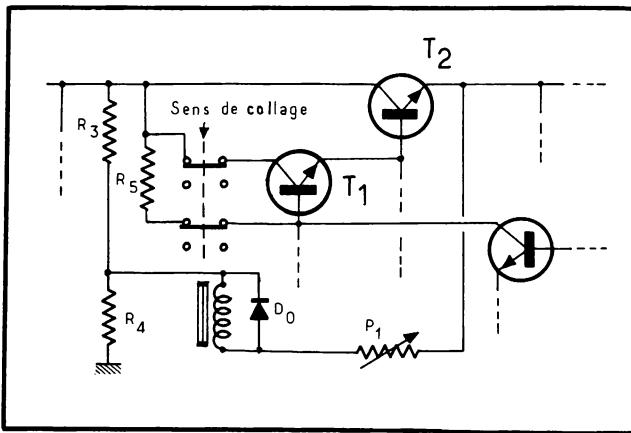
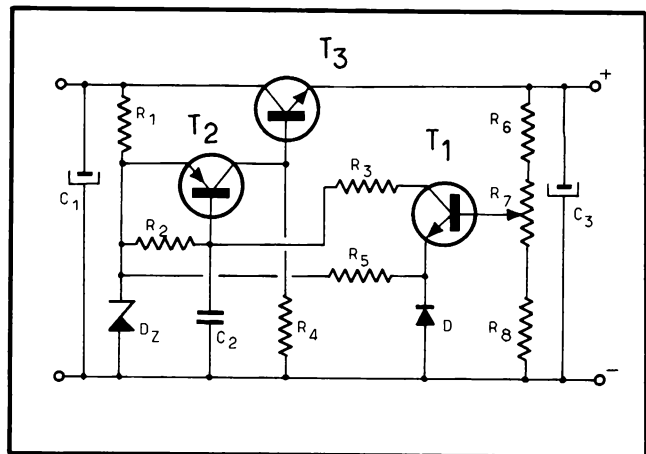


Fig. 169. — Le circuit de protection est ici réalisé au moyen d'un relais tenu au repos, qui colle lors d'une surcharge.

Fig. 170. — Alimentation stabilisée, protégée contre les surcharges. La caractéristique de régulation et les résultats obtenus avec ce montage sont excellents.



La figure 169 emploie pour système de protection, un simple relais électromagnétique maintenu au repos, quand l'ensemble fonctionne normalement. Les collecteurs et base de T_1 sont alimentés en tension à travers les contacts de repos du relais. Dès qu'une surcharge se produit, la sortie de l'alimentation (émetteur de T_2) devient négative par rapport au collecteur de T_2 , l'équilibre du relais est

rompu. Celui-ci colle, isolant ainsi le transistor d'attaque T_1 de la source de tension redressée. P_1 doit être réglé à la limite de collage du relais. La diode D_0 protège l'enroulement du relais contre les courants inverses. Un montage intéressant à signaler est celui dont le principe est donné dans la figure 170. R_1 étant la résistance de charge de la diode zener D_z , la base de T_2 et l'émetteur de T_1 sont stabilisés respectivement par les résistances R_2 et R_3 (R_2 de l'ordre de 1 k Ω ou 2,2 k Ω afin de maintenir la tension de base de T_2 proche de la tension de zener. R_3 est calculée pour obtenir une polarisation correcte de T_1 selon la position du curseur de R_7 . La diode D câblée en inverse joue un rôle important, elle tend à ramener la tension d'émetteur de T_1 proche de la masse, quand des composantes transitoires négatives se manifestent. R_4 charge le collecteur de T_2 qui est un $p-n-p$.

Quand il se produit une surcharge, la base de T_1 devient négative par rapport à son potentiel initial T_1 se bloque et fait monter la tension de base de T_2 . Le transistor se bloque également. Le résultat est que le seul courant qui passe dans R_4 n'étant plus que celui de la base (courant inverse de base) de T_3 qui est extrêmement faible, aucune chute de tension n'est pratiquement observée, ce qui ramène le potentiel de base de T_3 au même niveau que celui de la masse, ce qui évidemment isole l'alimentation des circuits extérieurs.

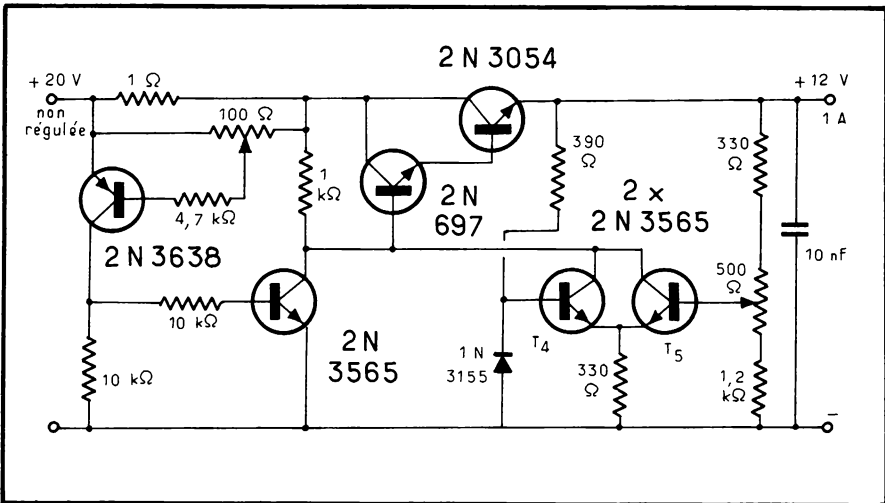


Fig. 171. — Alimentation 12 V – 1 ampère protégée contre les surcharges (d'après la revue américaine *Electronics* de Mars 1966).

Un autre schéma très intéressant, tiré de la revue américaine « *Electronics* » de mars 1966, est donné dans la figure 171. Cette alimentation fournit 12 V sous 1 A. Son système de protection, à quelques variantes près, est du même type que celui du schéma de la figure 167. La différence essentielle entre ces deux montages réside dans le fait que le transistor T_3 de la figure 167 a été remplacé dans le schéma de la figure 171 par deux transistors T_4 et T_5 utilisés en amplificateur différentiel. Le fonctionnement de ce montage est donc pratiquement le même que celui dont le schéma est représenté dans la figure 167.

La figure 172 donne le schéma électrique d'une alimentation de laboratoire réglable en tension, stabilisée et protégée. L'examen de ce schéma nous conduit à analyser tout d'abord la partie située à droite de l'axe ab .

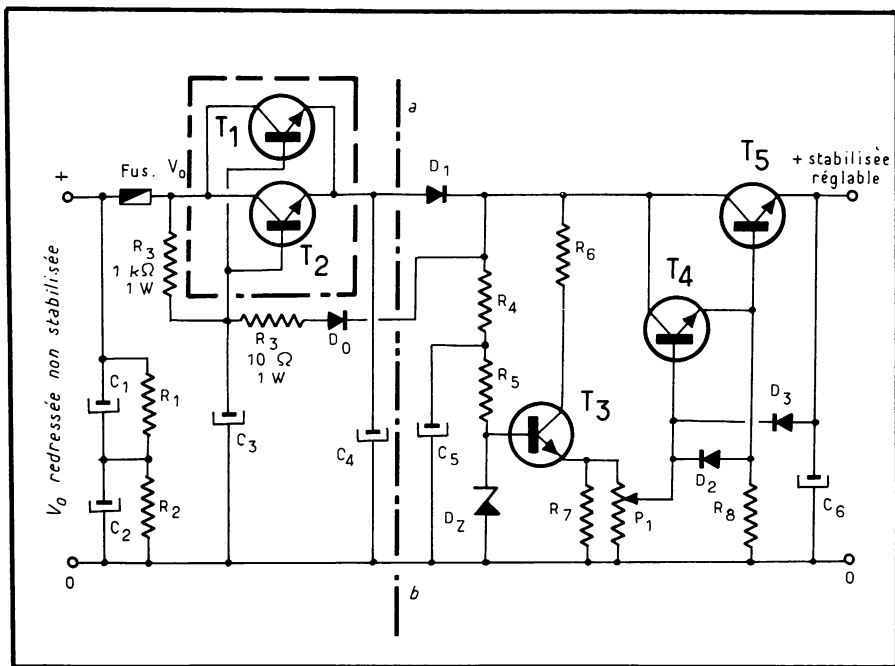


Fig. 172. — Alimentation de laboratoire réglable de 0 à xV (au choix de l'utilisateur), stabilisée et protégée contre les surcharges.

On peut observer que la tension utile de sortie peut être réglée au moyen du potentiomètre accessible par l'extérieur, de 0 à une valeur très proche de la tension nominale de la diode zener D_Z . R_4 et R_5 qui chargent cette diode sont calculées de sorte que le courant qui traverse cette branche soit suffisamment élevé pour compenser les variations de tensions qui se produisent durant le fonctionnement, aux bornes de la diode D_1 . Les transistors T_4 et T_5 forment un ensemble Darlington servant d'étage Ballast. Le courant utile fourni peut atteindre 2 à 3 ampères si T_4 et T_5 sont choisis convenablement. La diode D_2 joue le rôle d'un régulateur de la tension V_{EB} de T_4 et protège ce transistor des variations instantanées qui peuvent se produire durant la manipulation de P_1 . D_3 sert à décharger le condensateur de sortie C_6 quand on fait passer la tension d'une valeur élevée à une valeur basse. Le condensateur C_5 permet un établissement progressif de la tension à la mise en route. La résistance R_6 limite le courant de collecteur du transistor régulateur T_3 . En régime de fonctionnement normale les diodes D_2 et D_3 sont bloquées. La diode D_1 , choisie pour supporter de forts courants, conduit. C'est elle qui assure la protection du système.

En effet, supposons qu'il se produit une surcharge dans le circuit d'utilisation, dans ce cas, une chute de tension importante apparaît aux bornes de D_1 et isole la partie droite de l'axe a, b de la partie gauche; si cette partie n'existait pas,

D_1 mettrait en court-circuit, le système de redressement ainsi que le transformateur d'alimentation. Il pourrait alors s'en dégager une certaine petite fumée blanchâtre assez sympathique d'aspect, mais il se produirait du même temps une odeur assez désagréable dite de « cramé » qui pourrait en plus éveiller quelques allergies.

Comment fonctionne la partie gauche du montage ?

Aussi simplement qu'une interruption. En fonctionnement normal les bases de T_1 et T_2 en parallèle sont alimentées par la résistance R_3 (1000 ohms, 1 watt). L'ensemble R_3 , D_0 équilibre les V_{EB} de ces transistors. Quand il y a surcharge, D_1 conduisant fortement, les bases de T_1 et T_2 voient leur tension d'alimentation tomber à une valeur très basse proche de :

$$V_{ba} = \frac{R'_3}{R'_3 + R_3} V_0 + V_{D_0} = \frac{V_0}{11} + V_{D_0}$$

Les résultats sont évidents, la partie droite se trouve isolée de la partie gauche, et le transformateur d'alimentation débite dans cette partie gauche un courant relativement faible à travers un système de redressement. La figure 173 donne le circuit équivalent qui résulte à la suite d'une surcharge, en cas de court-circuit franc de la sortie de l'alimentation, la résistance R (résistance de surcharge de la fig. 173) disparaît, et les diodes D_0 et D_1 sont directement mises à la masse, le courant débité par le transformateur d'alimentation à travers les diodes de redressement, est une fonction pratiquement directe du rapport des résistances R_3 et R'_3 qui constituent le pont de base de T_1 et T_2 .

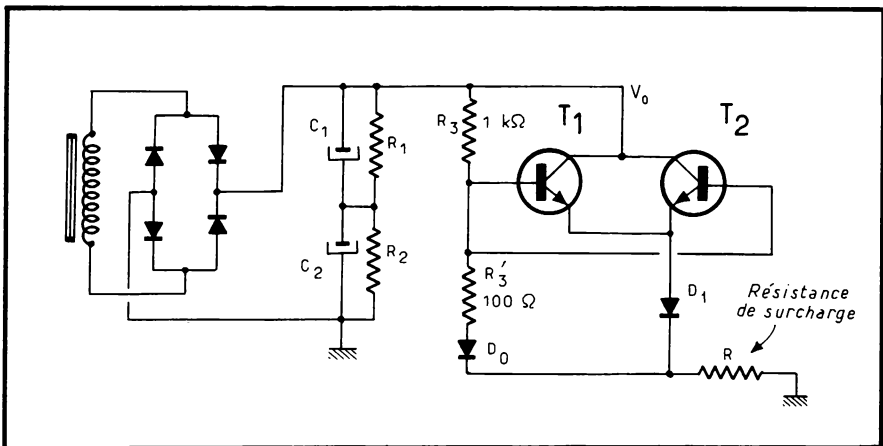


Fig. 173. — Schéma équivalent de la partie gauche du montage de la figure 172 après surcharge.

Notons enfin, que si la tension V_0 n'est pas trop élevée, les condensateurs C_1 et C_2 peuvent être remplacés par un seul condensateur, dans cette éventualité les résistances R_1 et R_2 ne jouent plus de rôle et peuvent être supprimées. Dans le cas d'une V_0 élevée, ces résistances, d'égale valeur, égalisent les tensions aux bornes de chaque condensateur ($C_1 = C_2$).

CONCLUSION

En conclusion, l'ouvrage qui vous est présenté est un outil de travail utilisable par tous, dans les limites des sujets traités, c'est-à-dire : les préamplificateurs, les amplificateurs de puissances et les alimentations. Il n'est pas besoin de posséder de hautes connaissances techniques pour appliquer ce qui est dit, et procéder à l'étude d'une chaîne Hi-Fi personnalisée avec toutes les chances de réussite.

A. R.

BIBLIOGRAPHIE

- Notes d'applications des firmes citées.
- Études, expérimentations et réalisations diverses de l'auteur.

L'auteur tient à remercier chaleureusement toutes les personnes représentatives des firmes citées, de lui avoir permis d'utiliser en tant qu'exemples, leurs notes d'applications.

A. R.

TABLE DES MATIÈRES

Préface	5
--------------------------	----------

PREMIÈRE PARTIE

CHAPITRE 1

Preliminaire	7
1.1.1. Introduction	7
2.1.1. Caractère d'écoute	7
3.1.1. Réactions physiologiques	8
4.1.1. Subjectivité du système auditif	8
5.1.1. Seuils d'audition	8
6.1.1. Gammes des fréquences audibles	9
7.1.1. Fréquences et harmoniques, Timbre des sons	10
8.1.1. Système de mesure	12

CHAPITRE 2

Utilisation des transistors (rappel) (courant dans les transistors) .	15
1.2.1. Vues d'ensembles	15
2.2.1. Coefficients d'amplifications en courant	17
3.2.1. Montages fondamentaux	18
4.2.1. Choix d'un montage	20
5.2.1. Polarisation d'un étage à transistor. Calcul des éléments . . .	21
6.2.1. a) La règle du dixième	21
b) Méthode intuitive	24
c) Méthode par stabilisation en température	25
7.2.1. Liaisons entre étages. Liaisons en continu	30
8.2.1. Contre-réaction	31
9.2.1. Montages spéciaux. Montages complémentaires	34
10.2.1. Montages Darlington	36
11.2.1. Résistance d'entrée. Résistance de sortie, gain en courant . . .	38
12.2.1. Conclusion	39

DEUXIÈME PARTIE

Les préamplificateurs

CHAPITRE 3

Corrections	43
1.3.2. Nécessité de corriger	43
2.3.2. Types de corrections	44
3.3.2. Niveaux des signaux des différentes sources	45

4.3.2. Composition d'un préamplificateur	45
5.3.2. Caractéristiques d'un préamplificateur	46
6.3.2. Circuit A Correction par contre-réaction	51
7.3.2. Circuit B	55
8.3.2. Circuit de sortie de l'étage d'entrée système de transfert	58
9.3.2. Mode de sortie d'un générateur d'attaque	58
10.3.2. Corrections à clés	59
11.3.2. Corrections progressives (basses-aiguës)	63
12.3.2. Partie d'un préamplificateur	66
13.3.2. Notions de bruit dans les amplificateurs	71
14.3.2. Conclusion	72

CHAPITRE 4

Schémas de préamplificateurs	73
1.4.2. Préamplificateurs d'entrée <i>DUAL</i> TVU 40 et TVU 41	73
2.4.2. Préamplificateurs d'entrée <i>SIEMENS</i>	74
3.4.2. Préamplificateur haut niveau <i>SIEMENS</i>	75
4.4.2. Préamplificateur faible niveau <i>SIEMENS</i>	75
5.4.2. Préamplificateur haut niveau <i>SIEMENS</i>	76
6.4.2. Préamplificateur plus élaboré de <i>SIEMENS</i>	77
7.4.2. Préamplificateur <i>ATES</i> de bonne conception	77
8.4.2. Préamplificateur <i>ATES</i> de performances avancées	81
9.4.2. Étage d'entrée pour tête magnétique de <i>SGS</i>	81
10.4.2. Étage d'entrée pour bande magnétique de <i>SGS</i>	82
11.4.2. Préamplificateur complet de <i>SGS</i>	83
12.4.2. Préamplificateur <i>Compelec</i>	80
13.4.2. Préamplificateur <i>COPRIM-RTC</i>	85
14.4.2. Préamplificateur <i>RADIOTECHNIQUE</i>	85
15.4.2. Préamplificateur à transistors à effet de champ	90
16.4.2. Préamplificateur haut niveau d' <i>INTERMETAL</i>	90
17.4.2. Préamplificateur <i>RCA</i>	90
18.4.2. Préamplificateur type <i>SESCO</i>	93
19.4.2. Préamplificateur <i>SESCOSEM</i> de conception plus moderne	93
20.4.2. Circuit intégré CA 3052 de <i>RCA</i>	95
21.4.2. Autres montages utilisant le CA 3052 de <i>RCA</i>	97
22.4.2. Circuit intégré MC 1303 P de <i>Motorola</i>	101
23.4.2. Préamplificateurs et circuits utilisant le MC 1303 P	102
24.4.2. Circuit intégré TBA 231 de la <i>SGS</i>	104
25.4.2. Préamplificateur utilisant le TBA 231	104
26.4.2. Préamplificateur complet étudié par l'auteur	104
27.4.2. Conclusion	109

TROISIÈME PARTIE

Les amplificateurs de puissance

CHAPITRE 5

Notions de puissance	111
1.5.3. Classe d'une grandeur alternative	111
2.5.3. Définitions quantitatives des amplitudes	111

3.5.3. Puissance moyenne	112
4.5.3. Tension et courant de sortie d'un amplificateur moderne . .	113
5.5.3. Rendement d'un amplificateur sous transformateur, version moderne	114
6.5.3. Types d'amplificateurs et variantes	115
7.5.3. Amplificateurs du type complémentaire	115
8.5.3. Mode de calcul de montage complémentaire de la figure 77 circuit (A)	117
9.5.3. Amplificateur du type quasi complémentaire	125
10.5.3. Amplificateurs de puissance à tensions d'alimentation symétrique $\pm V_{cc}$	130
11.5.3. Circuit de réglage du courant de repos	132
12.5.3. Circuits de protection	132

CHAPITRE 6

Schémas d'amplificateur de puissance	137
1.6.3. Amplificateur de 20 watts de <i>SGS-Fairchild</i>	137
2.6.3. Amplificateur 15/30 watts de <i>SGS</i>	137
3.6.3. Amplificateur 20 watts de <i>SGS</i>	138
4.6.3. Amplificateur du type complémentaire de <i>MOTOROLA</i> . . .	139
5.6.3. Amplificateurs 3 à 5 watts de <i>MOTOROLA</i>	140
6.6.3. Amplificateurs 7 à 35 watts de <i>MOTOROLA</i>	141
7.6.3. Amplificateurs 35 à 100 watts de <i>MOTOROLA</i>	145
8.6.3. Amplificateurs 5 à 20 watts de <i>RCA</i>	146
9.6.3. Amplificateur 5 à 10 watts de <i>RCA</i>	148
10.6.3. Amplificateur 12 à 70 watts de <i>RCA</i>	151
11.6.3. Amplificateur de puissance <i>ATES</i>	115
12.6.3. Amplificateur <i>ATES</i> de 10 à 20 watts	154
13.6.3. Amplificateur <i>ATES</i> de 15 ou 25 watts	156
14.6.3. Amplificateur <i>SESCOSEM</i> MH 67 (15 à 20 watt)	158
15.6.3. Amplificateur <i>SIEMENS</i> de 45 watts	160
16.6.3. Amplificateur <i>SIEMENS</i> de 45 watts	160
17.6.3. Amplificateur <i>RTC</i> de 10 watts	161
18.6.3. Amplificateur <i>RTC</i> de 10/12 watts	162
19.6.3. Amplificateur <i>Intermetal</i> de 12 watts	163
20.6.3. Conclusions	

QUATRIÈME PARTIE

Les alimentations

CHAPITRE 7

Redressements des tensions alternatives	165
1.7.4. Rappel de notions pratiques	165
2.7.4. Multiplicateur de tension	167
3.7.4. Filtrage	167
4.7.4. Principe d'une alimentation stabilisée. Méthode de calcul . .	168

5.7.4. Alimentation régulée. Principe. Calcul	173
6.7.4. Rôle et valeur du condensateur de sortie	177
7.7.4. Considérations techniques	178
8.7.4. Alimentations symétriques	179
9.7.4. Conclusions	183

CHAPITRE 8

Alimentations proposées par des constructeurs	184
1.8.4. Alimentation <i>SIEMENS</i> 30 v/350 mA	184
2.8.4. Alimentation <i>SIEMENS</i> 32 V/1,3 A protégée	185
3.8.4. Alimentation <i>Compelec</i> 24 V/2 A	186
4.8.4. Alimentation <i>Radiotechnique</i> 34 V	187
5.8.4. Alimentation <i>ATES</i> 38 V	187
6.8.4. Alimentation <i>SGS</i> 40-57 V	187
7.8.4. Alimentation <i>SESCOSEM</i> 50 V	189
8.8.4. Alimentation <i>Texas-Instruments</i> 30 V de 0 à 2,5 A	190
9.8.4. Conclusions	191

CINQUIÈME PARTIE

Annexes

Annexe I. — Conception des filtres passifs utilisés en basse fréquence	193
Généralités	193
Filtres à annulation progressive	195
Filtres à atténuation limitée	197
Filtres passifs sélectifs	199
Filtres passifs à transmission avec 3 dB d'affaiblissement. Pont de Wiess	
II) Utilisation des filtres passifs	200
Filtre passif utilisé en transmission série	201
Filtre passif utilisé en parallèle ou dérivation	201
Utilisation des filtres passifs en contre-réaction	201
Annexe II. — Atténuateurs	204
Atténuateur en T	204
Annexe III. — Protection des alimentations	206
Conclusion	212
Bibliographie	212

EXTRAIT DU CATALOGUE DES ÉDITIONS RADIO

INITIATION Hi-Fi, STÉRÉOPHONIE, QUADRIPHONIE, par **P. Chauvigny**. — Tous les renseignements sur la Hi-Fi, permettant d'acheter et de tirer le meilleur parti de ses appareils.
160 pages, format 16 x 24

DIX ENCEINTES ACOUSTIQUES Hi-Fi à réaliser soi-même par **P. Chauvigny**. — Tout le nécessaire, plans complets, détails, conseils ou «trucs» pour fabriquer économiquement une dizaine d'enceintes de 1, 2 ou 3 voies de 5 à 70 W d'excellente qualité complété par un chapitre important sur les filtres.
176 pages, format 16 x 24

GUIDE PRATIQUE Hi-Fi, par **Ch. Darteville**. — Les critères de qualité des six maillons d'une chaîne Hi-Fi : la table de lecture ; le bras de lecture ; le phonocapteur ; l'électronique de commande ; le magnétophone ; le haut-parleur et les enceintes acoustiques. Avec un lexique des termes Hi-Fi.
160 pages, format 16 x 24 (2ème édition).

COMMENT CHOISIR ET INSTALLER SA CHAÎNE Hi-Fi, par **Ch. Darteville**. — Cet ouvrage permettra à chacun le meilleur choix des éléments constitutifs et l'utilisation la plus rationnelle d'une chaîne Hi-Fi, critères indispensables au succès.
144 pages, format 16 x 24

COMMENT CHOISIR ET BIEN UTILISER SON MAGNÉTOPHONE Hi-Fi, par **Ch. Darteville**. — Prise de son ; effets sonores ; montage ; manipulation ; maintenance.
208 pages, format 16 x 24

MONTAGES PRATIQUES Hi-Fi, par **Ch. Darteville**. — Du simple préamplificateur aux adaptateurs quadriphoniques, voici des schémas éprouvés.
168 pages, format 16 x 24

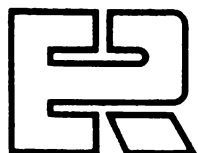
50 JEUX AVEC VOTRE CALCULATRICE ÉLECTRONIQUE, par **E. Schlossberg** et **J. Brockman**. — Simple ou scientifique votre calculatrice vous permet des jeux, seul ou à plusieurs.
128 pages, format 14 x 20

100 MONTAGES ÉLECTRONIQUES TRANSISTORS, par **J.-C. Potiron** et **W. Sorokine**. — Les montages de base de l'électronique (amplificateurs, oscillateurs, relais . . .). Pour chacun : schéma éprouvé, plan de câblage, liste des composants.
160 pages, format 16 x 24

40 GADGETS ÉLECTRONIQUES AUTO-MOTO à réaliser soi-même par **J.M. Leroux**. — Une sélection de petits montages pour agrémenter la conduite ou améliorer les performances de votre véhicule.
160 pages, format 16 x 24

L'ÉLECTRONIQUE A VOTRE SERVICE, par **L. Péricon**. — En première partie : montage, câblage, composants . . . En seconde partie : description pratique de nombreux appareils, dont le fonctionnement est expliqué et commenté. Citons par exemple : détecteur de métaux ; microphone H.F. ; clôture électrique ; rhéostat électroniques pour moteur ; antivol pour voiture et locaux, etc.
390 pages, format 16 x 24 (2ème édition)

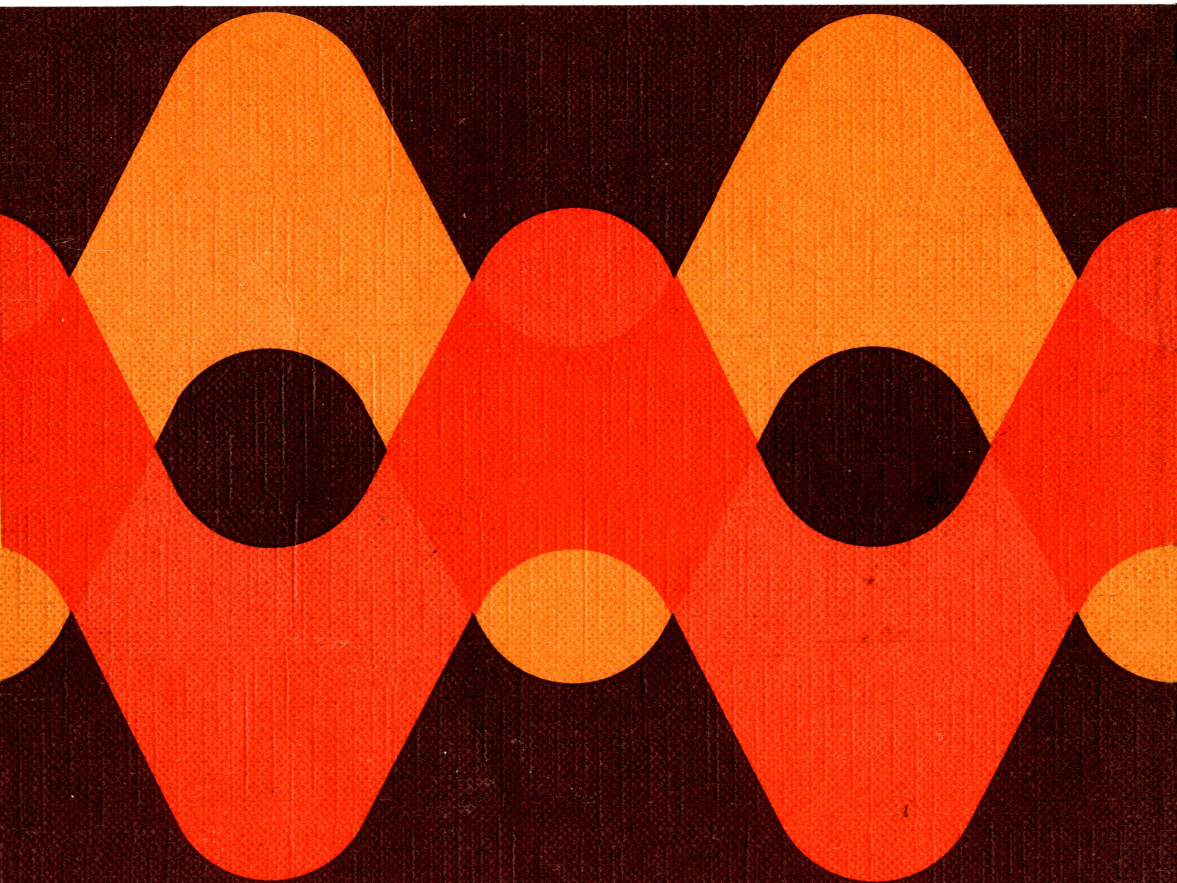
ENVOI DE NOTRE CATALOGUE SUR DEMANDE



Editions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

TEL. 033.13.65 - C.C.P. 1164-34 PARIS



Après trente années d'études, de réalisations et de mise au point dans le domaine de la basse fréquence, R. Amato a consigné les résultats de son expérience.

Il a voulu donner à chacun, qu'il soit professionnel ou amateur éclairé, la possibilité de calculer les éléments de sa chaîne. Ici, pas de longues théories éthérées, mais un exposé simple de la technique, le mode de calcul de chaque composant, pour mieux revenir à la réalité du montage envisagé.

Les nombreux schémas proposés ont été essayés par l'auteur ou les laboratoires de grandes firmes ; n'est-ce pas le gage de la réussite ?

ISBN 2 7091 0757 0